



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

SETOR DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA - PPGEE

VALIDAÇÃO DE TÉCNICAS PARA MODELAGEM NUMÉRICA DE FORNOS DE  
MICRO-ONDAS BASEADAS NO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Mestrando: Luiz Carlos Pegoraro Júnior  
Orientador: Professor Wilson Arnaldo Artuzi Júnior, PhD.

CURITIBA  
NOVEMBRO 2012

LUIZ CARLOS PEGORARO JÚNIOR

VALIDAÇÃO DE TÉCNICAS PARA MODELAGEM NUMÉRICA DE FORNOS DE  
MICRO-ONDAS BASEADAS NO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Dissertação apresentada como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná - UFPR.

Orientador: Professor Wilson Arnaldo Artuzi Júnior, PhD.

CURITIBA  
NOVEMBRO 2012

## TERMO DE APROVAÇÃO

**LUIZ CARLOS PEGORARO JÚNIOR**

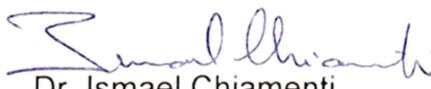
### **VALIDAÇÃO DE TÉCNICAS PARA MODELAGEM NUMÉRICA DE FORNOS DE MICRO-ONDAS BASEADAS NO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS**

Dissertação aprovada como requisito para obtenção do grau de Mestre no Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, pela seguinte banca examinadora:

  
Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior  
Orientador - DELT/UFPR

  
Prof. Dr. Eduardo Parente Ribeiro  
DELT/UFPR

  
Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima  
DELT/UFPR

  
Dr. Ismael Chiamenti  
UTFPR

Curitiba, 30 de novembro de 2012

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a meus pais, Luiz e Valéria, por toda a dedicação e apoio, sem os quais não seria possível a realização desta importante etapa de minha formação acadêmica.

Ao meu irmão André pelo companheirismo e incentivo.

Aos professores membros da banca examinadora pelas importantes observações e sugestões, em especial ao professor Wilson Arnaldo Artuzi Júnior pela excelente orientação.

A empresa Electrolux do Brasil pelo apoio concedido à realização da etapa experimental do trabalho com a disponibilização de equipamentos, produtos e instalações.

## RESUMO

Este trabalho trata da validação de técnicas para modelagem numérica de fornos de micro-ondas. Os modelos numéricos são implementados com o método dos elementos finitos no domínio do tempo em uma formulação no espaço de estados estendida. Técnicas de modelagem são aplicadas aos componentes do forno e aos objetos que podem ser inseridos na cavidade, com ênfase para as técnicas empregadas no modelo de circuito elétrico equivalente do adaptador usado para medição e no modelo de superfície para a água para evitar cálculos no seu volume interno. Comparações entre resultados simulados e experimentais para o coeficiente de reflexão são realizadas visando à validação dos modelos, indicando um desempenho coerente e aceitável das técnicas de modelagem propostas nos modelos de simulação.

## **ABSTRACT**

This work deals with the validation of numerical modeling techniques for microwave ovens. Numerical models are implemented with the finite element method in time domain using an extended state-space formulation. Modeling techniques are applied to the oven components and objects that can be inserted into the cavity, with emphasis in the techniques applied to the equivalent electric circuit model of the measurement adapter and to the surface model for the water to avoid calculations inside its interior volume. Comparisons between simulated and experimental results for the reflection coefficient are performed to validate the models, indicating a consistent and acceptable performance of the proposed modeling techniques in simulation models.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Partes principais de um forno de micro-ondas. (a) Cavidade e prato giratório; (b) Magnetron; (c) Abertura de acoplamento e (d) Guia de ondas. ....	23
Figura 2.2 - Representação de uma cavidade de forno de micro-ondas. ....	24
Figura 2.3 - Métodos de acoplamento de cavidades. (a) Acoplamento por laço de corrente; (b) Acoplamento por sonda e (c) Acoplamento por fenda ou íris. ....	25
Figura 2.4 - Guia de ondas. (a) Vista do lado do acoplamento com o magnetron; (b) Vista do interior da cavidade e (c) Vista do interior da cavidade com a abertura destacada. ....	26
Figura 2.5 - Componentes de diversos fabricantes para fornos de Micro-ondas. ....	28
Figura 2.6 - Guia de ondas padrão definido pela EIAJ ED-1501. Fonte [21]. ....	29
Figura 2.7 - Diagrama de Rieke para o Magnetron Hitachi 2M107A. Fonte [22]. ....	30
Figura 2.8 - Regiões proibidas no diagrama de Rieke. Fonte [22]. ....	31
Figura 2.9 - (a) Adaptador; (b) Adaptador desmontado e (c) Cavidade interna do adaptador. ....	33
Figura 2.10 - Setup de medição. ....	34
Figura 2.11 - Permissividade relativa da água pura - Dependência da temperatura. ....	37
Figura 2.12 - Permissividade relativa da água pura - Dependência da frequência. ....	37
Figura 3.1 - Modelo geométrico da cavidade ....	39
Figura 3.2 - Modelo geométrico da cavidade. (a) Detalhe da geometria da parte inferior da cavidade; (b) Afundamento apresentado na parte traseira em destaque e (c) Detalhe da lateral esquerda plana com a abertura de acoplamento (face comum ao guia de ondas). ....	39
Figura 3.3 - Guia de ondas e cavidade. (a) Fixação do guia de ondas e (b) Vista da lateral esquerda da cavidade com o guia de ondas (distâncias em mm). ....	40
Figura 3.4 - Modelo geométrico do guia de ondas. (a) Vista lado do magnetron com detalhe da posição da antena e (b) Vista do interior da cavidade (distâncias em mm). ....	41
Figura 3.5 - Modelo geométrico do prato giratório. (a) Posição do prato em relação à cavidade - Vista de frente e (b) Vista de cima. ....	42
Figura 3.6 - Modelo geométrico com material dielétrico e prato. (a) 1000 ml; (b) 1000 ml - Vista de frente; (c) 500 ml; (d) 500 ml - Vista de frente; (e) 200 ml e (f) 200 ml - Vista de frente. ....	43
Figura 3.7 - Onda plana incidente em uma superfície de um dielétrico. ....	45
Figura 3.8 - Profundidade de penetração pelicular para a água. ....	46
Figura 3.9 - Modelo geométrico da antena. (a) Antena destacada com guia de ondas; (b) Dimensões principais da antena e (c) Posicionamento da antena em relação ao guia. ....	47

Figura 3.10 - Fonte de excitação. (a) Região da fonte destacada e (b) Condições PEC para fonte.....	48
Figura 3.11 - Características da fonte de excitação. (a) Domínio do tempo e (b) Domínio da frequência. ....	49
Figura 3.12 - Modelo de circuito elétrico para a fonte de excitação. ....	49
Figura 3.13 - Modelo de circuito elétrico equivalente para o adaptador para o caso <i>resistivo</i> . ....	50
Figura 3.14 - Seção de corte longitudinal do adaptador.....	51
Figura 3.15 - Modelo de circuito elétrico equivalente para o adaptador para o caso <i>reativo</i> . ....	51
Figura 3.16 - Obtenção do coeficiente de reflexão.....	52
Figura 3.17 - Exemplo de aplicação da janela exponencial para $v_1$ . ....	55
Figura 4.1 - Fonte de excitação caso <i>resistivo</i> . ....	58
Figura 4.2 - Fonte de excitação caso <i>reativo</i> .....	59
Figura 4.3 - Elemento tetraédrico com o vetor campo elétrico $e$ e seu rotacional $\nabla \times e$ .....	60
Figura 4.4 - Coordenadas locais do elemento de discretização.....	60
Figura 4.5 - Método do gradiente descendente.....	64
Figura 5.1 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão para o caso I.....	67
Figura 5.2 - Variação no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso II.....	68
Figura 5.3 - Posições do prato giratório no interior da cavidade (vista de cima). ....	68
Figura 5.4 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso II.....	69
Figura 5.5 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso III.....	69
Figura 5.6 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso IV. ....	70
Figura 5.7 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso V. ....	70
Figura 5.8 - Coeficiente de reflexão para pratos diferentes.....	71
Figura 5.9 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão para o caso VI. ....	71
Figura 5.10 - Guia padrão. (a) Dimensões totais em mm e (b) Seção do guia com posicionamento da antena. ....	73
Figura 5.11 - Condições de contorno de superfície do guia padrão.....	74
Figura 5.12 - Desempenho dos adaptadores <i>resistivo</i> e <i>reativo</i> . ....	75

Figura 5.13 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso I.....	79
Figura 5.14 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso II.....	81
Figura 5.15 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso III (1000 ml).....	82
Figura 5.16 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso IV (500 ml). ....	83
Figura 5.17 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso V (200 ml). ....	83
Figura 5.18 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso VI (200 ml). ....	84
Figura 5.19 - Distribuição da densidade de potência do campo elétrico para o caso III. (a) Vista 1 superior; (b) Vista 2 superior e (c) Vista 3 inferior.....	86
Figura 5.20 - Distribuição da densidade de potência do campo elétrico para o caso IV. (a) Vista 1 superior; (b) Vista 2 superior e (c) Vista 3 inferior.....	87
Figura 5.21 - Distribuição da densidade de potência do campo elétrico para o caso V. (a) Vista 1 superior; (b) Vista 2 superior e (c) Vista 3 inferior.....	88
Figura 5.22 - Distribuição da densidade de potência do campo elétrico para o caso VI. (a) Vista 1 superior; (b) Vista 2 superior e (c) Vista 3 inferior.....	89

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Dimensões do modelo geométrico da água .....	42
Tabela 5.1 - Casos avaliados. ....	66
Tabela 5.2 - Parâmetros de circuito elétrico equivalente do adaptador.....	75
Tabela 5.3 - Parâmetros de simulação.....	76
Tabela 5.4 - Características do ambiente de simulação.....	76
Tabela 5.5 - Aresta máxima. ....	77
Tabela 5.6 - Aplicação da janela exponencial Caso I.....	80
Tabela 5.7 - Aplicação da janela exponencial Caso II.....	81
Tabela 5.8 - Parâmetros utilizados nas simulações. ....	85

## LISTA DE SIGLAS

FEM	método dos elementos finitos ( <i>finite element method</i> )
FETD	elementos finitos no domínio do tempo ( <i>finite element time domain</i> )
FDTD	diferenças finitas no domínio do tempo ( <i>finite difference time domain</i> )
TEM	transverso eletromagnético ( <i>transverse electromagnetic</i> )
TE	transverso elétrico ( <i>transverse electric</i> )
TM	transverso magnético ( <i>transverse magnetic</i> )
RF	radiofrequência ( <i>radio frequency</i> )
EIAJ	<i>electronic industries association of Japan</i>
PEC	condutor elétrico perfeito ( <i>perfect electric conductor</i> )
IEC	<i>international electrotechnical commission</i>
RSS	soma residual dos quadrados ( <i>residual sum of squares</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$f_{c, nm}$	Frequência de corte do guia de ondas
$a, b, c$	Dimensões do guia de ondas e cavidade
$v_c$	Velocidade da luz
$n, m$	Variações do campo segundo as coordenadas transversais do guia
$S_{11}$	Coeficiente de reflexão
$\varepsilon$	Permissividade elétrica complexa
$\varepsilon'$	Permissividade elétrica complexa real
$\varepsilon''$	Permissividade elétrica complexa imaginária
$\sigma$	Condutividade Elétrica
$\varepsilon_r$	Permissividade elétrica complexa relativa
$f$	Frequência
$\omega$	Frequência Angular
$\varepsilon_\infty$	Constante dielétrica na frequência infinita
$\varepsilon_s$	Constante dielétrica estática
$\tau$	Tempo de relaxação dipolar
$\kappa$	Parâmetro empírico
$\varepsilon_0$	Permissividade elétrica no espaço livre
$T$	Temperatura
$E_i$	Onda incidente
$E_r$	Onda refletida
$E_t$	Onda transmitida
$\delta_s$	Profundidade de penetração pelicular
$\sigma_e$	Condutividade efetiva
$\varepsilon_r''$	Permissividade elétrica relativa imaginária
$\mu$	Permissividade elétrica
$\mu_0$	Permissividade elétrica no espaço livre
$\varepsilon_r'$	Permissividade elétrica relativa real
$Y_s$	Admitância superficial da água
$T_d$	Tempo de duração do pulso
$F$	Frequência de modulação

$t$	Tempo contínuo
$R_{in}$	Impedância interna do analisador de redes
$v_i$	Tensão de entrada da fonte de excitação no domínio do tempo
$v_1$	Tensão de entrada no adaptador no domínio do tempo
$v_o$	Tensão de saída no domínio do tempo
$i_o$	Corrente de saída no domínio do tempo
$Z_L$	Impedância de carga
$R$	Resistência do adaptador
$L$	Indutância do adaptador
$C$	Capacitância do adaptador
$V_i$	Tensão de entrada da fonte de excitação no domínio da frequência
$V_1$	Tensão de entrada no adaptador no domínio da frequência
$V_o$	Tensão de saída no domínio da frequência
$I_o$	Corrente de saída no domínio da frequência
$A_1$	Amplitude normalizada da onda incidente
$B_1$	Amplitude normalizada da onda refletida
$\Delta$	Passo de tempo discreto
$n$	Número de amostra
$n\Delta$	Instante de tempo discreto
$f_a$	Frequência de amostragem
$h$	Função janelamento
$\phi$	Fator de atenuação da curva exponencial
$N$	Número total de amostras
$i$	Elemento tetraédrico ou triangular
$x^i$	Vetores de estados
$u^i$	Vetor campo elétrico
$y^i$	Vetor campo magnético
$A, B, C$	Matrizes do sistema dinâmico
$D, E, F$	Matrizes do sistema dinâmico
$e^i$	Vetor campo elétrico
$h^i$	Vetor campo magnético
$I$	Matriz identidade 3x3
$O$	Matriz nula 3x3

$j_a^i$	Vetor densidade de corrente superficial
$Y$	Admitância superficial
$v^i$	Tensões das arestas
$W^i$	Matriz de Whitney
$j$	Vértices do tetraedro
$\Lambda_j^i$	Coordenadas baricêntricas de um elemento
$\nabla \Lambda_i$	Gradiente das coordenadas baricêntricas
$N$	Matriz de incidência
$M$	Matriz padrão
$m^{in}$	Vetor tensão de entrada
$m^{out}$	Vetor tensão de saída
$V$	Matriz diagonal com volumes, áreas e admitâncias
$\alpha$	Raio espectral
$\delta_{min}$	Comprimento de aresta mínimo
$Y_{h,nm}$	Admitância do guia de ondas padrão
$\beta_{nm}$	Fator de propagação
$k_o$	Número de onda no espaço livre
$Z_o$	Impedância intrínseca de espaço livre
$\lambda_o$	Comprimento de onda no espaço livre
$k_{c,nm}$	Número de onda de corte
$\lambda_{c,nm}$	Comprimento de onda de corte
$\delta_{max}$	Comprimento de aresta máximo
$f_{max}$	Frequência máxima
$\hat{y}(k)$	Vetor com valores simulados
$y(k)$	Vetor com valores experimentais

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	17
1.1 OBJETIVO .....	20
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO .....	20
<b>2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS</b> .....	22
2.1 ASPECTOS GERAIS DOS FORNOS DE MICRO-ONDAS .....	22
2.2 CAVIDADE E UNIFORMIDADE NA DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS .....	23
2.3 GUIA DE ONDAS E ABERTURA DE ACOPLAMENTO .....	25
2.4 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MAGNETRON .....	27
2.5 DESEMPENHO DO MAGNETRON.....	28
2.6 TÉCNICA EXPERIMENTAL PARA OBTENÇÃO DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO .....	32
2.7 PROPRIEDADES DE MEIOS COMPLEXOS .....	34
2.7.1 Meios Complexos .....	34
2.7.2 Modelo de dispersão da água.....	35
<b>3 MODELAGEM</b> .....	38
3.1 MODELOS GEOMÉTRICOS, MATERIAIS E CONDIÇÕES DE FRONTEIRA ...	38
3.1.1 Cavidade.....	38
3.1.2 Guia de ondas .....	40
3.1.3 Prato giratório .....	41
3.1.4 Material dielétrico com perdas .....	42
3.2 FONTE DE EXCITAÇÃO .....	47
3.2.1 Modelo geométrico .....	47
3.2.2 Característica da fonte.....	48
3.2.3 Modelagem do adaptador ( <i>resistivo e reativo</i> ).....	49
3.3 EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS .....	52
3.3.1 Obtenção do coeficiente de reflexão .....	52
3.3.2 Janelamento .....	54
<b>4 FORMULAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS ESTENDIDA</b> .....	56
4.1 INTRODUÇÃO.....	56
4.2 FORMULAÇÃO.....	56
4.3 MODELOS DINÂMICOS.....	57
4.4 CONSERVAÇÃO DO FLUXO MAGNÉTICO .....	59
4.5 PORTAS DE ONDA GUIADA .....	61
4.6 CONSERVAÇÃO DA CARGA ELÉTRICA.....	62

4.7 TRANSFORMAÇÃO PARA O TEMPO DISCRETO .....	62
4.8 ALGORITMO ITERATIVO.....	64
<b>5 RESULTADOS .....</b>	<b>66</b>
5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	66
5.2 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO ADAPTADOR .....	72
5.3 DESEMPENHO DOS MODELOS DE SIMULAÇÃO .....	77
5.4 UNIFORMIDADE DO CAMPO ELÉTRICO.....	85
<b>6 CONCLUSÃO .....</b>	<b>91</b>
<b>PERSPECTIVAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>92</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>93</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Uma das principais vantagens dos fornos de micro-ondas de uso residencial em relação aos métodos tradicionais de aquecimento e cocção, como condução e convecção, é a rapidez e a praticidade no processo de aquecimento de alimentos e líquidos.

Do ponto de vista de desenvolvimento, aspectos de relevância em fornos de micro-ondas estão associados essencialmente à uniformidade de aquecimento e à maneira pela qual o acoplamento entre a fonte de energia (magnetron) e a carga é estabelecido. Neste cenário, o sistema formado pelos componentes que compõem o forno pode ser entendido como um sistema de casamento de impedâncias.

De uma maneira geral, esses fatores estão relacionados e a combinação de ambos resulta na obtenção do desempenho final para o forno de micro-ondas. Logo, o desempenho está diretamente associado com a distribuição e a interação do campo eletromagnético com a própria cavidade do forno e os materiais que podem ser inseridos em seu interior. Aspectos referentes à geometria da cavidade do forno, do guia de ondas e da abertura de acoplamento, bem como características térmicas e elétricas dos materiais, exercem forte influência sobre a uniformidade de aquecimento e o casamento de impedâncias.

Através da elaboração de um modelo de simulação numérica que seja capaz de prever o desempenho de um forno de micro-ondas com condições de geometria e materiais semelhantes às encontradas em produtos reais, é possível complementar e reduzir o caráter empírico empregado no trabalho experimental aplicado ao desenvolvimento de um produto.

Uma das vantagens da utilização de modelos de simulação é a flexibilidade na avaliação da uniformidade do campo eletromagnético e do casamento de impedâncias entre a fonte e a carga, mediante a criação de vários cenários diferentes para as geometrias das estruturas e tipos de materiais sem a necessidade da construção de protótipos. Desta forma é possível reduzir tempo e custos nas fases iniciais de desenvolvimento de um novo projeto.

Outro aspecto que valoriza a avaliação do desempenho através de simulação computacional, em relação a métodos experimentais, está associada à possibilidade da obtenção dos padrões de distribuição de campo no interior da

cavidade sobre algum material ou meio que seja alvo de um estudo relacionado à uniformidade. Visto a dificuldade e, em muitas situações, a impossibilidade na obtenção de resultados desta natureza utilizando a análise experimental, o auxílio da simulação computacional nestes casos é essencial.

A simulação numérica de um forno de micro-ondas, sob o ponto de vista eletromagnético, basicamente é relacionada a um problema que envolve a propagação de ondas eletromagnéticas em uma cavidade fechada por paredes metálicas onde existe a interação das ondas com as próprias paredes e com o material que preenche o interior da cavidade, sendo os fenômenos decorrentes governados pelas leis do eletromagnetismo.

Para resolução de um problema com estas características é possível a utilização de uma formulação baseada no método de elementos finitos no domínio do tempo (FETD – *finite element time domain*). O método dos elementos finitos (FEM – *finite element method*) tem sido reconhecido como uma ferramenta importante no estudo de fenômenos envolvendo a propagação de ondas eletromagnéticas [1].

Estudos relacionados ao desempenho do forno de micro-ondas com a utilização de métodos numéricos relevantes têm sido realizados principalmente na obtenção da uniformidade de aquecimento em materiais dielétricos inseridos no interior da cavidade. Em [2], a solução dos problemas eletromagnético e térmico é realizada utilizando-se do método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD - *finite difference time domain*) e do método de Monte Carlo, respectivamente. Em [3], uma formulação eletromagnética/térmica é empregada com o FDTD. Nos estudos [2] e [3], materiais dielétricos com perdas são modelados e as validações são realizadas com resultados experimentais obtidos com técnicas de termografia. Em [4] e [5], somente o problema eletromagnético é abordado através do FDTD e do FEM, respectivamente, sendo realizadas considerações sobre a distribuição do campo eletromagnético em um material dielétrico com perdas, entretanto não há validações com resultados experimentais.

Em [6], utilizando-se do FDTD, são apresentados os resultados de simulação do módulo do coeficiente de reflexão em uma tentativa de caracterizar os valores das ressonâncias da cavidade. Contudo, a técnica experimental apresentada não é suficiente para a validação do coeficiente de reflexão simulado.

Um fato comum nos trabalhos citados é que não há o detalhamento empregado para a modelagem da fonte de energia e não são apresentadas técnicas de simplificações para os modelos dos materiais dielétricos. O presente trabalho difere dos citados por apresentar uma formulação eletromagnética do problema utilizando o FETD, com modelos numéricos do forno de micro-ondas incorporando as características mencionadas acima e utilizando-se de técnica experimental para a obtenção do coeficiente de reflexão para a validação do estudo.

Em estruturas geométricas mais genéricas e não retangulares, a resposta é mais precisa utilizando a abordagem do FEM. O FEM utiliza malhas que discretizam o espaço através de tetraedros permitindo melhor aproximação na modelagem de geometrias complexas. O método dos elementos finitos pode ser resolvido nos domínios da frequência e do tempo, sendo o tratamento de materiais e dispositivos não lineares mais prático e eficiente com a formulação no tempo. Outra vantagem de se utilizar o método dos elementos finitos no domínio do tempo é a possibilidade da simulação de uma faixa de frequências, onde ocorrem várias ressonâncias, em uma única execução do programa.

Neste trabalho será utilizado o método dos elementos finitos no domínio do tempo utilizando-se de uma formulação no espaço de estados estendida. Essa técnica tem sido empregada com sucesso na elaboração de condições de contorno artificiais para superfícies metálicas perfuradas em modelos de simulação de compatibilidade eletromagnética [7].

Uma característica recorrente na resolução de problemas envolvendo simulação numérica está associada ao custo computacional resultante da modelagem numérica do problema. Em muitas situações são necessárias simplificações implementadas através da elaboração de modelos de materiais e condições de contorno, para que a solução do problema seja viável e realizável em estruturas consideradas eletricamente grandes e com a presença de meios complexos.

Esta situação enquadra-se no caso do forno de micro-ondas onde, dependendo das características dos parâmetros constitutivos de um meio inserido no interior da cavidade, ou de maneira mais específica, dos valores da permissividade elétrica complexa e do formato do material, o detalhamento da malha necessário à correta caracterização dos fenômenos eletromagnéticos no meio é impraticável devido ao aumento expressivo do custo computacional, em muitas

situações não disponível no ambiente de simulação. No presente trabalho, um meio (água) com alto valor de permissividade, em relação ao ar livre, é representado através de um modelo simplificado em diferentes quantidades e formatos nos modelos de simulação propostos para o forno.

Outro aspecto relevante à simulação numérica diz respeito à capacidade de um modelo de simulação em reproduzir o comportamento real do caso avaliado. Nesta situação, a análise do desempenho do modelo de simulação pode ser verificada através da comparação com dados obtidos por meio de métodos experimentais, desde que os modelos de simulação reproduzam as características da técnica experimental empregada.

## 1.1 OBJETIVO

A proposta do trabalho é realizar a validação de técnicas para modelagem numérica de um forno de micro-ondas residencial, com interesse no problema eletromagnético, utilizando-se do método dos elementos finitos no domínio do tempo em uma formulação no espaço de estados estendida.

A análise experimental do forno de micro-ondas será realizada e os resultados serão confrontados com os resultados dos modelos obtidos através da simulação numérica para cada caso proposto.

## 1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 é realizado um conjunto de observações sobre aspectos relevantes ao forno de micro-ondas que são utilizados para a compreensão de considerações realizadas ao longo dos capítulos seguintes. São abordadas questões referentes ao magnetron, casamento de impedâncias, cavidade, guia de ondas, uniformidade do campo eletromagnético, característica de materiais e métodos utilizados para a análise experimental.

No Capítulo 3 são abordadas as fases de pré e pós-processamento. Na fase de pré-processamento são elaborados os modelos geométricos em conjunto com atribuições de materiais e condições de contorno. Já na fase de pós-processamento são empregadas técnicas para a extração de parâmetros de tensões, correntes e componentes do campo elétrico obtidas ao final da simulação.

O Capítulo 4 trata da fundamentação teórica envolvendo a formulação no espaço de estados estendida e apresenta sua conexão com a forma discreta no tempo e no espaço. Deste modo, o capítulo trata essencialmente da fase de processamento da simulação.

No capítulo 5 é realizada a validação das técnicas de modelagem numérica do forno de micro-ondas através da comparação entre os resultados da análise experimental e os resultados dos modelos de simulação numérica.

As conclusões, bem como sugestões para futuros trabalhos são apresentadas no Capítulo 6.

## 2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS

### 2.1 ASPECTOS GERAIS DOS FORNOS DE MICRO-ONDAS

Em 1947, após a descoberta em 1945 do forno de micro-ondas por Percy Spencer, a Raytheon Company criou o primeiro forno de micro-ondas [8]. Entretanto somente em 1955 a empresa Tappan lançou no mercado, com a licença da Raytheon Company, o primeiro forno de micro-ondas para uso doméstico. O forno, no entanto, era caracterizado principalmente pelo custo elevado. A empresa Amana, adquirida em 1965 pela Raytheon, foi responsável por introduzir o primeiro forno de bancada, o Amana Radarange em 1967. A partir deste lançamento o mercado de fornos de micro-ondas passou a apresentar um crescimento logarítmico. A história detalhada do desenvolvimento dos primeiros dispositivos baseados em aquecimento por micro-ondas pode ser encontrada de forma minuciosa nos artigos publicados por Osepchuk em 1984 [9] e na atualização deste trabalho direcionada a fornos de micro-ondas em 2009 [10].

A grande maioria dos fornos de micro-ondas atuais basicamente é composta por uma cavidade metálica fechada, uma fonte de energia eletromagnética em micro-ondas ou magnetron, um sistema formado por um guia de ondas e uma abertura de acoplamento do tipo fenda ou íris, circuitos de controle, proteção e alimentação da fonte de micro-ondas e sistema de resfriamento. Para fins de uniformidade de aquecimento, apresenta na grande maioria dos casos um sistema rotativo do alimento no interior da cavidade através de um prato. Contudo, apesar de menos comum em fornos de micro-ondas destinados a uso doméstico, ainda é possível apresentar um sistema rotativo com pás metálicas (espalhador de modo). Além do sistema de aquecimento por micro-ondas ainda pode possuir combinações com outras formas de cocção, como a incorporação de elementos resistivos (efeito dourador), sistema de convecção e tecnologia a vapor. As partes principais de um forno de micro-ondas são mostradas na Figura 2.1.

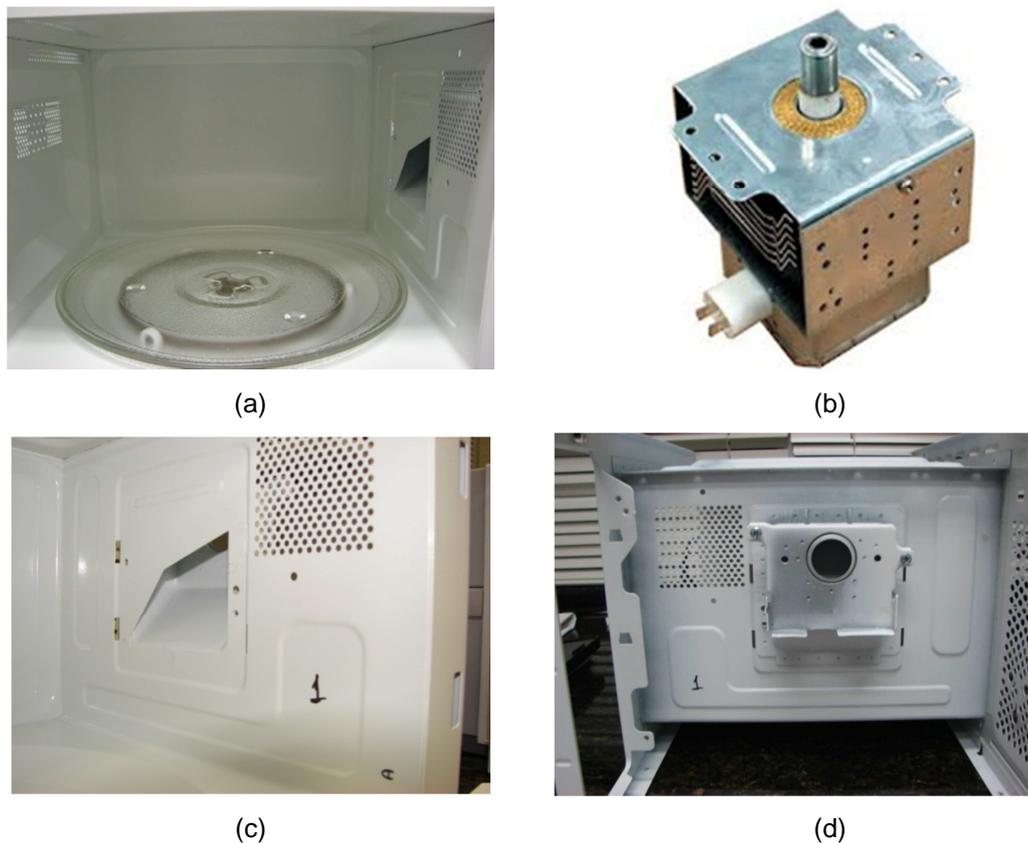


Figura 2.1 - Partes principais de um forno de micro-ondas. (a) Cavity e prato giratório; (b) Magnetron; (c) Abertura de acoplamento e (d) Guia de ondas.

## 2.2 CAVIDADE E UNIFORMIDADE NA DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS

Uma cavidade de forno de micro-ondas pode ser analisada, de forma geral, utilizando-se conceitos de cavidades ressonantes. Pode ser considerada como sendo um volume limitado por uma superfície condutora, no interior da qual pode ser excitado um campo eletromagnético onde as energias elétrica e magnética são armazenadas no volume da cavidade. As paredes da cavidade, por terem condutividade elétrica finita, dissipam potência, apresentando assim, uma resistência efetiva [11].

A distribuição do campo eletromagnético na cavidade está relacionada ao resultado de um padrão de interferência produzido pela superposição de várias ondas refletidas no interior da cavidade [12]. A forma como os campos são distribuídos no interior da cavidade de um forno de micro-ondas depende da interação de ondas eletromagnéticas com as próprias paredes da cavidade e com o material que preenche o volume. A Figura 2.2 mostra uma representação de uma cavidade de forno de micro-ondas.

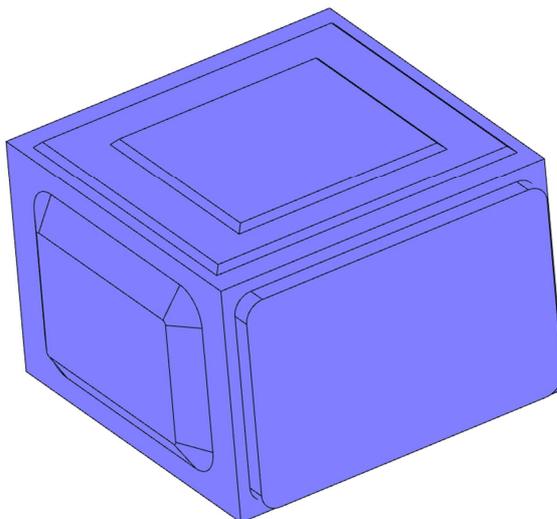


Figura 2.2 - Representação de uma cavidade de forno de micro-ondas.

A composição, formato e localização do material no interior da cavidade exercem forte influência na criação de modos ou padrões de distribuição de campo [8]. Visto a dificuldade da obtenção de expressões analíticas para o comportamento do campo elétrico neste tipo de situação, é possível o emprego de métodos numéricos através de simulação computacional para a obtenção do campo elétrico e da potência absorvida pelo material [2], [4] e [5].

Com objetivo de obter uma uniformidade de aquecimento maior no forno, resultados satisfatórios são obtidos movendo o material através da cavidade do forno de forma que todas as regiões do material sejam atingidas por diferentes intensidades de campo [13]. É comum o pensamento de que um material em movimento no interior da cavidade, como em um forno convencional com prato giratório, irá mover-se através de regiões com maior e menor intensidade de campo ou regiões quentes e frias. Na verdade, à medida que o material se move, cada posição irá criar um modo diferente acarretando diferentes padrões de aquecimento no material. Com isso o sistema de acoplamento da cavidade irá excitar diferentes modos à medida que o material realiza o movimento de rotação, e na média estes diferentes padrões de distribuição de campo irão resultar em um aquecimento mais uniforme.

Considerações sobre projetos de cavidades que influenciam de forma direta na distribuição de aquecimento podem ser encontradas em Hauck [14] e em Hall [13].

## 2.3 GUIA DE ONDAS E ABERTURA DE ACOPLAMENTO

Na seção anterior foram discutidos alguns aspectos relacionados à interação de ondas eletromagnéticas no interior da cavidade. Entretanto, obviamente, as ondas não podem ser excitadas se a cavidade estiver completamente envolvida por superfícies condutoras. Certos meios de acoplamento da energia eletromagnética para dentro e para fora da cavidade devem ser introduzidos a partir do lado exterior.

Os campos em uma cavidade podem ser excitados e acoplados a um circuito externo por meio de pequenas sondas ou laços em estrutura coaxial. De forma alternativa, a cavidade pode ser acoplada a um guia de ondas por meio de uma pequena fenda em uma parede da cavidade, sendo o caso recorrente em fornos de micro-ondas de uso residencial. Estes métodos de acoplamento são ilustrados na Figura 2.3. A abertura de acoplamento por fenda também pode ser denominada como íris [8], [12].

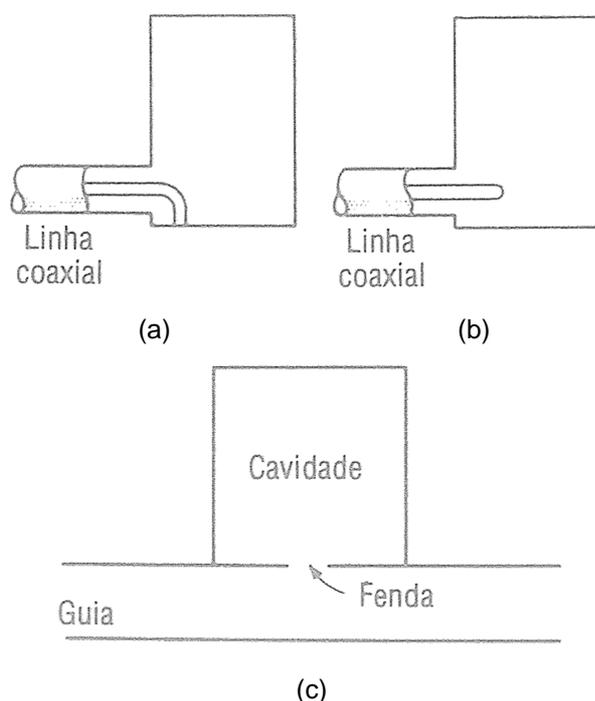


Figura 2.3 - Métodos de acoplamento de cavidades. (a) Acoplamento por laço de corrente; (b) Acoplamento por sonda e (c) Acoplamento por fenda ou íris.

As formas mais comuns de guias de ondas são os guias retangulares e circulares. Um guia de ondas frequentemente usado em fornos de micro-ondas para transferência de energia do magnetron para a cavidade é mostrado na representação da Figura 2.4.

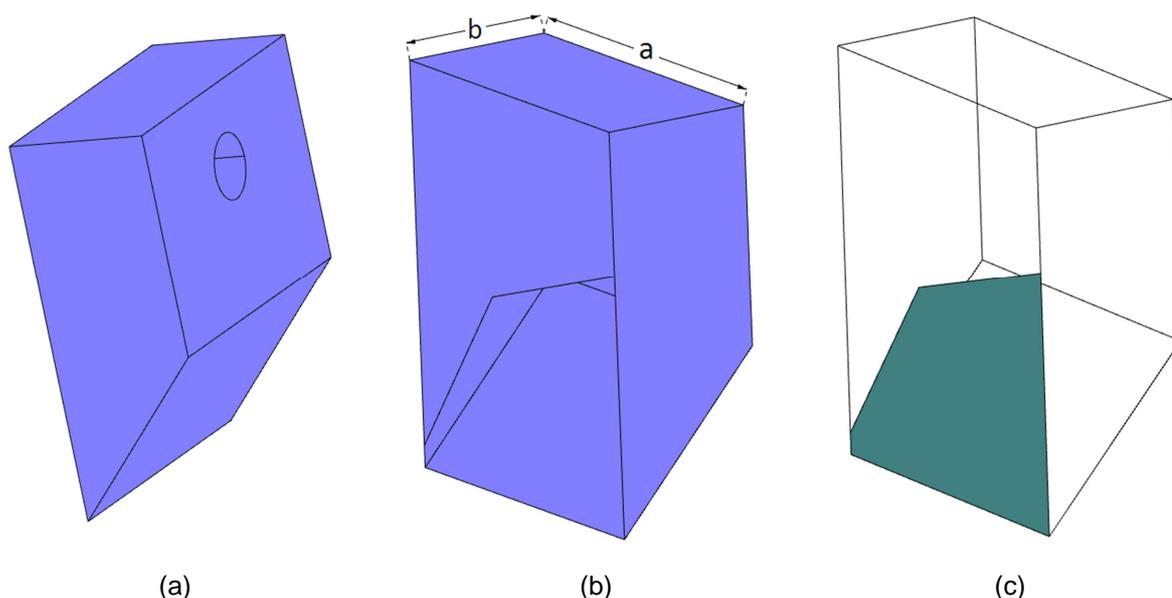


Figura 2.4 - Guia de ondas. (a) Vista do lado do acoplamento com o magnetron; (b) Vista do interior da cavidade e (c) Vista do interior da cavidade com a abertura destacada.

Algumas propriedades do guia, como a frequência de corte e perdas, estão diretamente associadas às dimensões e as propriedades das paredes do guia.

Em um guia de ondas, ondas eletromagnéticas transversais (modo TEM) não são suportadas. Os tipos de ondas que podem propagar-se em um guia de ondas são os modos TE (ondas transverso-elétricas) e TM (ondas transverso-magnéticas).

Cada modo de propagação possui uma frequência de corte característica que separa as faixas de propagação e não propagação no guia, abaixo da qual o modo não se propaga. A frequência de corte é um parâmetro geométrico dependente da configuração transversal do guia de ondas. A partir de

$$f_{c,nm} = \frac{v_c}{2\pi} \left[ \left( \frac{n\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{m\pi}{b} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

é possível obter a frequência de corte de um guia de seção transversal com dimensões  $a$  e  $b$  (ver Figura 2.4b). Os inteiros  $n$  e  $m$  representam as variações do campo segundo as coordenadas transversais do guia e  $v_c$  é a velocidade da luz.

Para o guia de ondas da Figura 2.4b, com  $a = 80$  mm e  $b = 35$  mm, a frequência de corte para o modo dominante  $TE_{10}$  é igual a 1875 MHz.

O sistema de acoplamento realizado através do guia de ondas e da abertura de acoplamento é de fundamental importância na obtenção de um coeficiente de

reflexão apropriado ao magnetron. A geometria do guia e da abertura, bem como a localização da abertura em relação à cavidade afetam de forma significativa o coeficiente de reflexão (módulo e fase) e os padrões de distribuição de campo no interior da cavidade [14], [13] e [15].

## 2.4 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MAGNETRON

O magnetron é um dos poucos exemplos de um dispositivo eletrônico concebido através da tecnologia de tubos de vácuo durante o período entre os anos de 1920 e 1960 que ainda coexiste com dispositivos semicondutores.

Tornou-se de grande importância no cenário mundial quando os trabalhos de Randall e Boot [16] contribuíram com eventos que fizeram do magnetron uma importante aplicação no uso em radares na Segunda Guerra Mundial. A Raytheon Manufacturing Company nos EUA teve um papel fundamental durante este período produzindo uma grande quantidade de magnetrons para as forças aliadas [17]. Em 1945, Percy Spencer da Raytheon Company inventou o forno de micro-ondas, fato que contribui para a descoberta de uma aplicação promissora do magnetron para o período pós-guerra.

De fato nos anos 1960, a indústria de tubos de vácuo diante do sucesso da substituição de tubos por dispositivos semicondutores, voltou-se para novas áreas de aplicações e reconheceu um grande potencial em áreas não relacionadas a comunicações e processamento de informações. Uma das novas áreas consideradas promissoras foi a área de aquecimento por micro-ondas tanto no que se refere a consumidores domésticos e comerciais, caracterizado pelos fornos de micro-ondas de uso residencial ou comercial, bem como na área industrial em uma variedade de processos desde cozimento de bacon à secagem de madeira e papel [18].

Embora ainda exista um número significativo de aplicações militares e industriais, a aplicação mais comum do magnetron está associada a sua utilização no forno de micro-ondas de uso residencial.

Os primeiros componentes desenvolvidos para uso no forno de micro-ondas pela Raytheon Company durante 1946-1966 apresentavam um custo elevado e eram extremamente pesados quando comparados com componentes atuais.

No começo dos anos 60, importantes contribuições de fabricantes japoneses como a Toshiba, Hitachi e Matsushita guiaram avanços significativos que contribuíram de forma essencial para os componentes que são comercializados atualmente. Nos anos 70 e 80, estudos visando redução de custos, tamanho, minimização de ruídos e aumento de desempenho foram conduzidos, resultando em uma espécie de consenso em termos de padrões de projeto e desempenho entre os fabricantes dos componentes comercializados atualmente [18]. A Figura 2.5 apresenta alguns componentes utilizados em fornos de micro-ondas atuais.

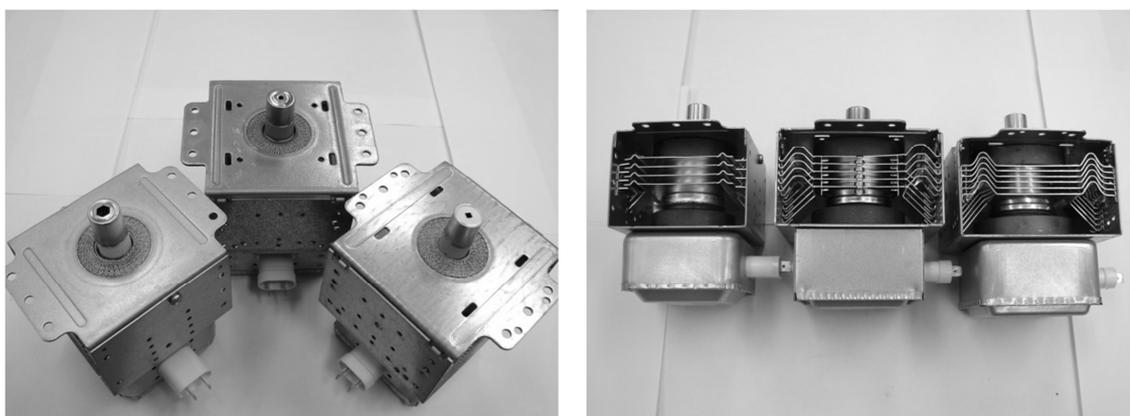


Figura 2.5 - Componentes de diversos fabricantes para fornos de Micro-ondas.

Tipicamente a potência de saída dos componentes disponíveis no mercado para a utilização em fornos de micro-ondas de uso residencial é geralmente entre 700 e 1000 W com tensão de pico do ânodo em torno de 4 kV, corrente de pico do ânodo em torno de 1 A, tensão do filamento em aproximadamente 3 V e frequência nominal de 2450 MHz.

## 2.5 DESEMPENHO DO MAGNETRON

Parâmetros de saída relacionados ao desempenho do magnetron, como a potência de saída e a frequência de operação, são influenciados de forma significativa quando o componente é submetido a variações de carga.

O comportamento do magnetron diante de variações da magnitude e fase da impedância complexa da carga pode ser descrito pelo diagrama de Rieke, o qual apresenta contornos de potência e frequência como função do módulo e fase do coeficiente de reflexão visto pelo magnetron em uma carta de Smith.

Para a obtenção do diagrama de Rieke pode ser empregado o uso de um guia de ondas padrão com um plano de referência fixo definido pela EIAJ (*electronic industries association of Japan*) no Japão [19]. Este guia de ondas padrão é apresentado na Figura 2.6 e permite em uma das suas extremidades a conexão ao magnetron, enquanto que na outra extremidade possibilita a conexão da instrumentação necessária a variações de carga e medições dos parâmetros de desempenho do magnetron. Este guia de ondas é definido como um padrão na norma EIAJ ED-1501, devido ao fato de que alterações no formato do diagrama de Rieke ocorrem se há mudanças nas dimensões do guia de ondas ou no plano de referência do guia no qual as medições são obtidas [20].

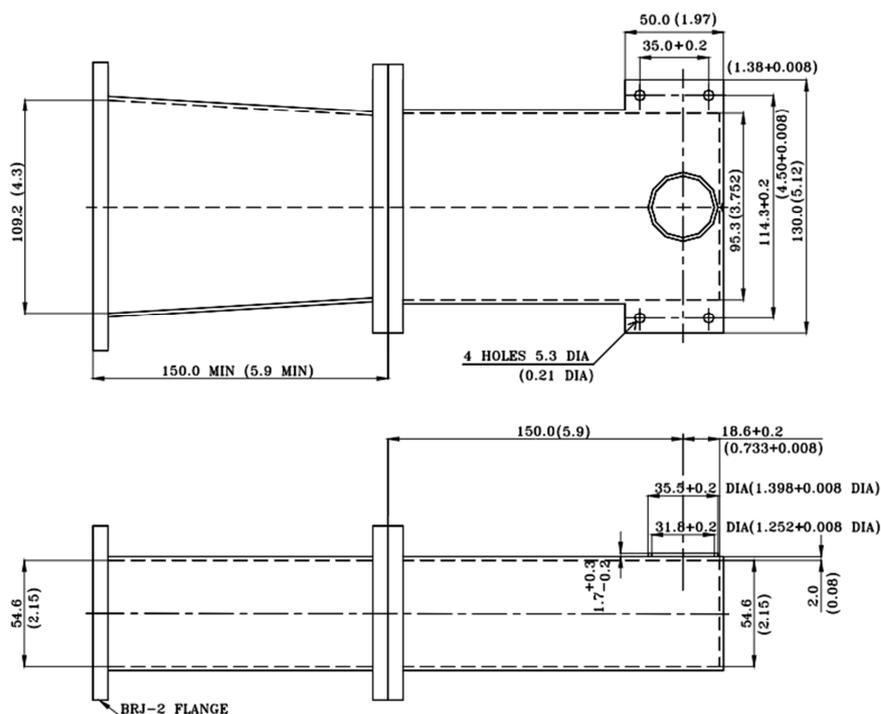


Figura 2.6 - Guia de ondas padrão definido pela EIAJ ED-1501. Fonte [21]

Um exemplo de diagrama Rieke obtido com um guia de ondas padrão é apresentado na Figura 2.7. Neste diagrama, circunferências concêntricas do módulo do coeficiente de reflexão da carga são mostradas. As curvas de potência de saída e frequência constantes são apresentadas como função do módulo e fase do coeficiente de reflexão.



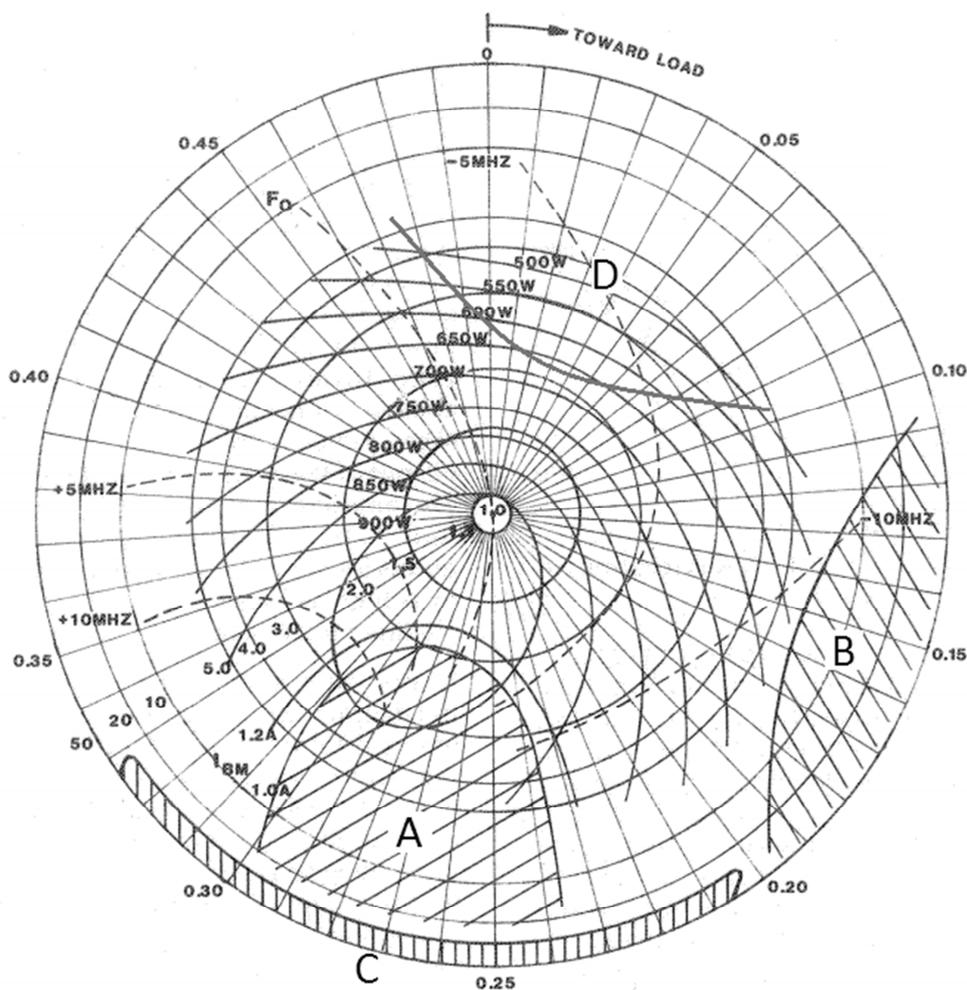


Figura 2.8 - Regiões proibidas no diagrama de Rieke. Fonte [22].

A região de alta potência de saída e convergência das curvas de frequência do diagrama de Rieke corresponde à região com um forte acoplamento entre o magnetron e a carga (região A). Esta região é chamada de região *sink* e representa uma área de instabilidade, caracterizada por valores de impedância de carga que resultam em problemas relacionados principalmente ao modo de operação do magnetron [18], [20], [23]. É possível notar que nesta região pequenas mudanças na impedância de carga provocam deslocamentos de frequência relativamente grandes.

A região B representa os pontos de operação que causam aquecimento excessivo dos componentes de entrada e saída do magnetron e deve ser evitada [22].

A região C deve ser evitada, e indica a localização dos pontos de operação em que é possível o surgimento de arcos elétricos devido à magnitude dos campos na região da antena com as paredes internas do guia de ondas.

Já a região D do diagrama corresponde à região de baixa potência em que o acoplamento com a carga é menor e com grande armazenamento de energia no circuito do magnetron. Em outras palavras o descasamento nesta região resulta em uma quantidade maior de energia que retorna para o magnetron caracterizando uma região que apresenta eficiência reduzida. A região de baixa potência também é chamada de região *antisink*. A operação do componente na região *antisink* provoca efeitos que podem diminuir a vida útil do componente, como o aumento de temperatura de partes internas do magnetron e ainda com a possibilidade de surgimento de arcos elétricos [18]. Ao contrário da região *sink*, na região *antisink* variações de carga para potência de saída constante provocam uma variação menor na frequência de operação e o funcionamento por pequenos intervalos de tempo é aceitável.

Para um funcionamento adequado do magnetron, deve-se operar em uma região que represente uma carga o mais próximo possível do centro do diagrama, ou seja, uma carga casada. O centro do diagrama representa uma região com um equilíbrio admissível entre eficiência e estabilidade na frequência de operação [20]. Se algum descasamento ocorrer é desejável que aconteça próximo à fase da região *sink* na frequência nominal de operação [14]. O casamento de impedâncias do sistema deve ser tal que as regiões A, B, C e D sejam evitadas.

## 2.6 TÉCNICA EXPERIMENTAL PARA OBTENÇÃO DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO

Medições de baixa potência utilizando um analisador vetorial de redes em uma faixa de frequência apropriada, sobre a frequência nominal de operação, podem ser empregadas para a medida do coeficiente de reflexão visto pela saída do magnetron. A faixa de frequência utilizada deve ser ajustada para cobrir as variações de frequência nominal devido a efeitos provocados principalmente por variações de carga, variações de temperatura e da corrente do ânodo do magnetron.

Para que seja possível avaliar o efeito de uma determinada condição de carga vista pelo magnetron é necessária a construção de um dispositivo adaptador. Este adaptador irá representar em uma de suas extremidades o sistema de saída do magnetron enquanto que na outra extremidade possibilita a conexão do dispositivo ao equipamento de medição. O adaptador é um dispositivo que possibilita a

avaliação do acoplamento do magnetron com a cavidade do forno sem a necessidade da conexão do magnetron e a aplicação de alta potência [15]. Com o adaptador é possível determinar o valor da impedância de carga vista pelo magnetron, ou seja, obter o valor do módulo e a fase do coeficiente de reflexão na faixa de frequência de interesse.

O adaptador deve ser ajustado para que ofereça as mesmas características presentes na saída de RF (*radio frequency*) do magnetron. A Figura 2.9 apresenta um adaptador similar ao empregado para a obtenção dos valores experimentais utilizados no presente trabalho.

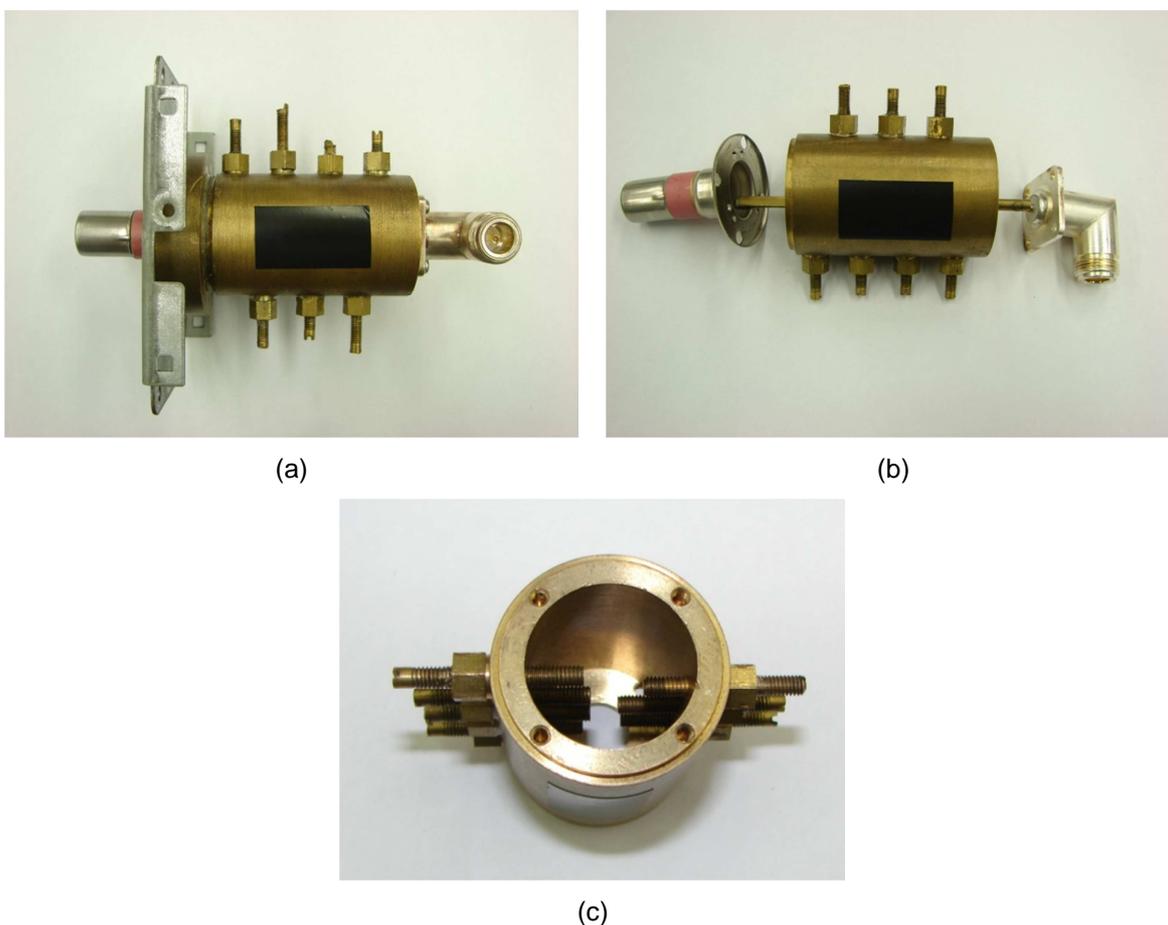


Figura 2.9 - (a) Adaptador; (b) Adaptador desmontado e (c) Cavidade interna do adaptador.

Para a análise experimental realizada no presente trabalho, além do adaptador Witol com compensação de fase de  $100^\circ$ , utilizou-se de um analisador vetorial de redes Agilent E5062A e acessórios como cabo Agilent N6314A tipo N 50 ohms e kit de calibração 85032F Tipo N. Uma configuração de um forno de micro-

ondas de uso residencial foi empregada para avaliação do coeficiente de reflexão com o adaptador e o uso da instrumentação descrita acima.

O diagrama de blocos da Figura 2.10 apresenta o *setup* de testes utilizado para as medições. O bloco do forno de micro-ondas na Figura 2.10 representa a carga vista pelo magnetron, caracterizando o sistema formado pela cavidade, prato giratório, material dielétrico com perdas, e acoplamento.

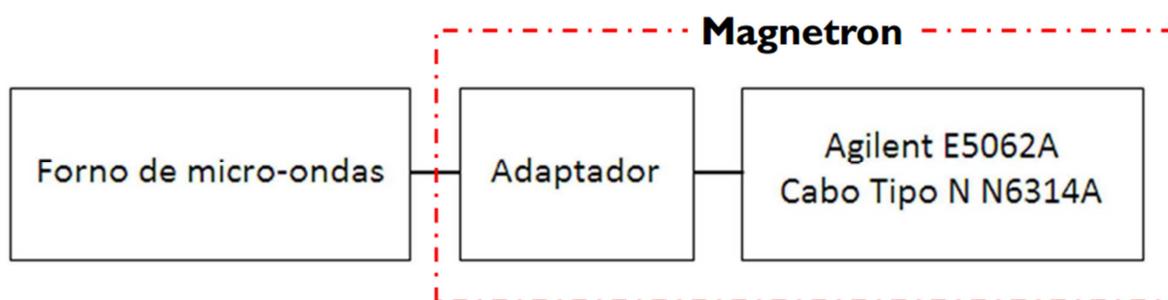


Figura 2.10 - Setup de medição.

Com este *setup* é possível obter o parâmetro de espalhamento  $S_{11}$  que é o coeficiente de reflexão entre o adaptador e forno. Esta técnica permite mensurar o módulo e fase do coeficiente de reflexão vistos pelo magnetron, possibilitando a verificação do desempenho do acoplamento para diversas condições de carga. Este *setup* ainda possui a vantagem de não ser necessária a conexão e o funcionamento do forno com o magnetron, antecipando eventuais problemas que seriam ocasionados pelo acionamento do forno com a presença de um descasamento de impedâncias entre o forno e o magnetron.

Os resultados experimentais são empregados no capítulo 5 para avaliação do desempenho dos modelos de simulação numérica do forno de micro-ondas.

## 2.7 PROPRIEDADES DE MEIOS COMPLEXOS

### 2.7.1 Meios Complexos

A maneira como um meio reage quando submetido à ação de campos elétricos e magnéticos está associada diretamente com as características elétrica e magnética do meio. As características elétricas estão relacionadas à permissividade elétrica  $\epsilon$  e condutividade elétrica  $\sigma$ , ao passo que as características magnéticas

estão relacionadas à permeabilidade magnética  $\mu$  do meio. Estas características são conhecidas como parâmetros constitutivos e estão relacionadas à polarização elétrica e magnética dos meios quando expostos a campos elétricos e magnéticos, respectivamente [12].

Um meio complexo pode incorporar através dos parâmetros constitutivos dispersão em frequência, não homogeneidade, anisotropia ou bi-anisotropia (acoplamento entre os campos elétrico e magnético) e não linearidades [24].

Para avaliação do aquecimento de materiais submetidos a campos eletromagnéticos, é geralmente necessário especificar a permissividade elétrica complexa do meio como,

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2)$$

onde  $\varepsilon$  é a permissividade elétrica complexa em F/m, sendo  $\varepsilon'$  e  $\varepsilon''$  as partes real e imaginária. A permissividade será complexa sempre que efeitos de amortecimento estiverem presentes. Em (2) a parte imaginária é sempre negativa, visto que se fosse positiva implicaria em criação de energia em vez de perda de energia.

A perda de energia em um material dielétrico também ocorre devido a uma condutividade finita  $\sigma$ . Os dois mecanismos de dissipação ( $\varepsilon$  complexo e  $\sigma$  finito não nulo) se confundem sob o ponto de vista de efeitos externos. De fato em [11], de posse da equação do rotacional do campo magnético é demonstrado que a condutividade pode ser incorporada como parte da permissividade efetiva imaginária total ou a permissividade imaginária como parte da condutividade efetiva total.

### 2.7.2 Modelo de dispersão da água

De uma forma geral, modelos de dispersão comumente usados em meios com linearidade e dispersão são os modelos de Drude, Debye, Cole-Cole e Lorentz [24]. Estes modelos são de certa forma, inter-relacionados. O modelo Cole-Cole pode ser visto como uma generalização do modelo de Debye, já o modelo de Debye como um caso especial do modelo de Lorentz sobre uma escolha particular de parâmetros. De fato em [25] é possível constatar a utilização da expressão de Debye modificada (modelo Cole-Cole) para uma descrição mais precisa do comportamento da permissividade complexa apresentada em dados experimentais de materiais dielétricos líquidos e sólidos.

Em [26], a proposta do trabalho de Klein e Swift é verificar através da expressão de Debye e dados experimentais, a validade da aplicação do modelo para a permissividade complexa da água do mar em função do ajustamento de curvas de dados reais de temperatura e salinidade. O caso para água pura também é avaliado. O modelo de permissividade relativa complexa para água pode ser representado através do modelo de Debye dado por

$$\varepsilon_r = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau)^{1-\kappa}} - j \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (3)$$

onde  $\omega = 2\pi f$ ,  $\varepsilon_\infty$  é a constante dielétrica na frequência infinita,  $\varepsilon_s$  é a constante dielétrica estática,  $\tau$  é o tempo de relaxação dipolar,  $\kappa$  é um parâmetro empírico que descreve a distribuição dos tempos de relaxação,  $\sigma$  é a condutividade elétrica e  $\varepsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$  F/m é a permissividade elétrica no espaço livre.

Em (3) a condutividade elétrica, o tempo de relaxação dipolar e a constante dielétrica estática são dependentes da temperatura e salinidade da água. Para a água livre de impurezas a condutividade elétrica é igual a zero. Dessa forma a constante de tempo de relaxação e a constante dielétrica estática, se tornam somente dependentes da temperatura da água.

Para a modelagem da água pura, Klein e Swift utilizaram dados experimentais da constante dielétrica complexa para valores definidos de temperatura e frequência. As equações (4) e (5) apresentam a dependência com a temperatura da constante dielétrica estática e do tempo de relaxação dipolar.

$$\varepsilon_s = 88,045 - 0,415T + 6,295 \times 10^{-4}T^2 + 1,075 \times 10^{-5}T^3 \quad (4)$$

$$\tau = 1,768 \times 10^{-11} - 6,086 \times 10^{-13}T + 1,104 \times 10^{-14}T^2 - 8,111 \times 10^{-17}T^3 \quad (5)$$

onde  $T$  é a temperatura da água em graus Celsius.

Para água pura e frequências abaixo de 8 GHz a expressão (3) pode ser simplificada utilizando  $\sigma = 0$ ,  $\kappa = 0$  e  $\varepsilon_\infty = 4,9$ , independente da temperatura [26].

A Figura 2.11 apresenta as curvas de permissividade com dependência da temperatura para frequência de 2450 MHz e a Figura 2.12 mostra a dependência da frequência para uma temperatura constante de 20°C.

Este modelo será empregado nas próximas seções para a permissividade relativa complexa da água nas simulações numéricas.

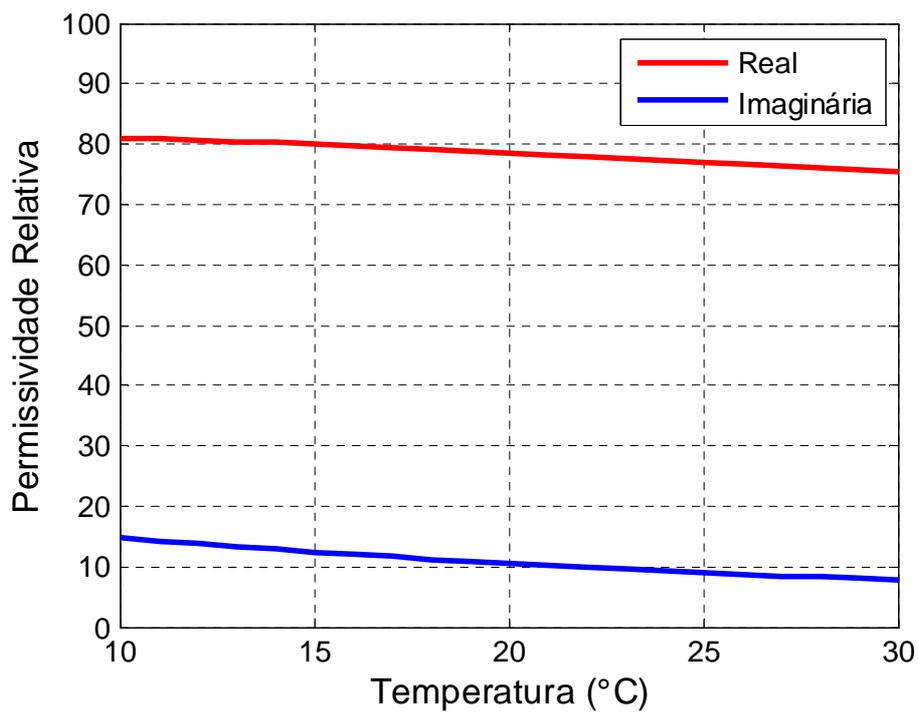


Figura 2.11 - Permissividade relativa da água pura - Dependência da temperatura.

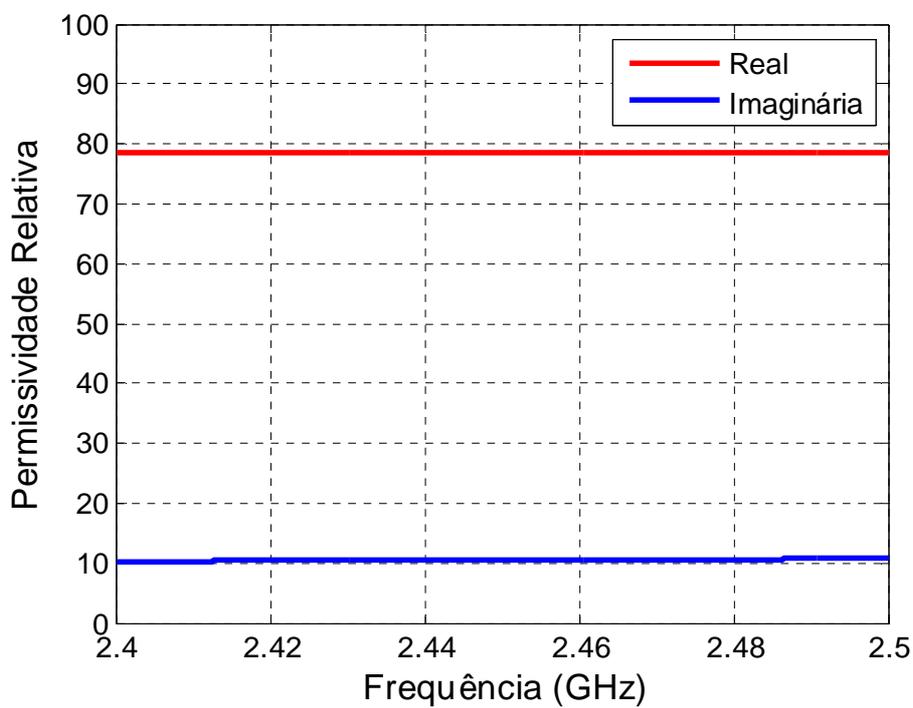


Figura 2.12 - Permissividade relativa da água pura - Dependência da frequência.

### 3 MODELAGEM

#### 3.1 MODELOS GEOMÉTRICOS, MATERIAIS E CONDIÇÕES DE FRONTEIRA

Os modelos geométricos utilizados na simulação numérica foram baseados em características construtivas de um forno de micro-ondas destinado ao uso doméstico. Para a modelagem geométrica e atribuições de materiais e condições de contorno é utilizado o *software* GiD.

Com o objetivo de facilitar a resolução do problema eletromagnético e torná-la viável do ponto de vista de utilização de recursos computacionais disponíveis, algumas simplificações na geometria das superfícies, como a retirada de angulações, ondulações e partes perfuradas foram efetuadas nos modelos geométricos. Ainda com a mesma finalidade, foram realizadas simplificações dos materiais que compõem os objetos que podem ser encontrados no interior da cavidade, como o prato giratório e o material dielétrico com perdas.

As seções abaixo descrevem as simplificações realizadas nas estruturas utilizadas nos modelos de simulação.

##### 3.1.1 Cavidade

Com a finalidade de preservar a similaridade da resposta simulada o mais próximo possível da resposta real, a posição e as dimensões dos rebaixos ou afundamentos principais nas superfícies que compõem as paredes da cavidade foram mantidos.

A Figura 3.1 apresenta o modelo geométrico utilizado para a cavidade. As dimensões  $a = 280$  mm,  $b = 195$  mm e  $c = 275$  mm são as dimensões desconsiderando os rebaixos ou afundamentos nas paredes da cavidade.

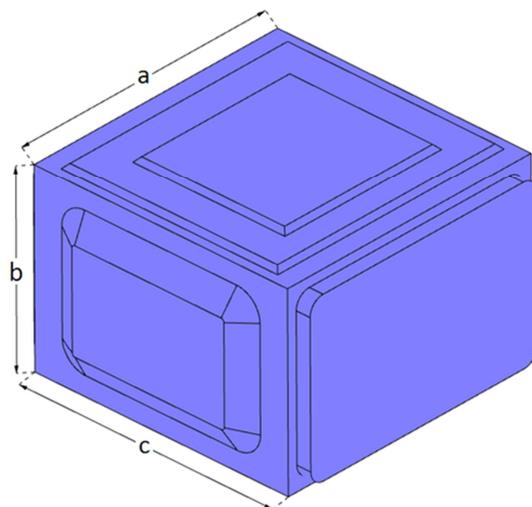


Figura 3.1 - Modelo geométrico da cavidade

Os detalhes das faces da geometria da cavidade não mostrados na Figura 3.1 são apresentados na Figura 3.2.

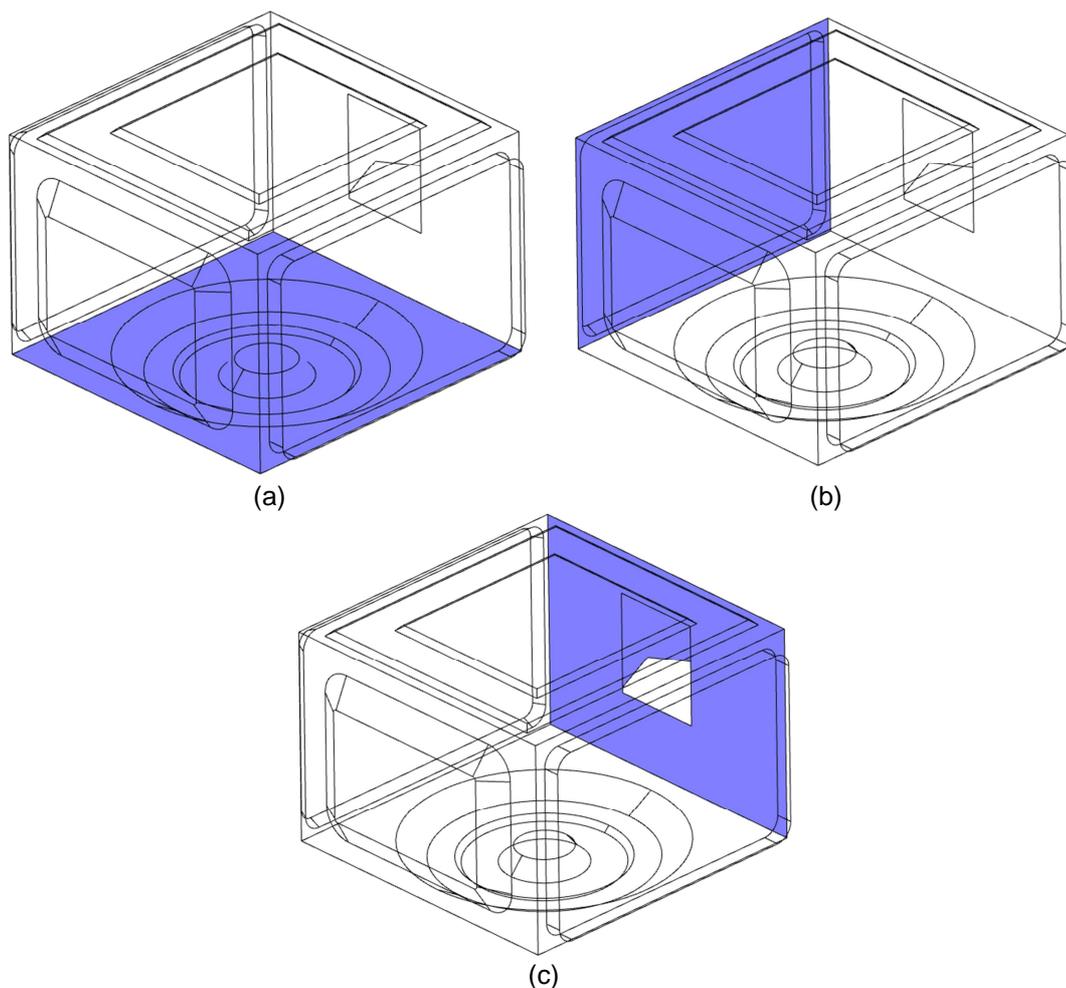


Figura 3.2 - Modelo geométrico da cavidade. (a) Detalhe da geometria da parte inferior da cavidade; (b) Afundamento apresentado na parte traseira em destaque e (c) Detalhe da lateral esquerda plana com a abertura de acoplamento (face comum ao guia de ondas).

O material que preenche o interior da cavidade foi definido como o ar ( $\epsilon_r = 1$ ). Nos casos em que há a presença de objetos no interior da cavidade como o prato giratório ou material dielétrico, o ar é utilizado como preenchimento no espaço formado entre os objetos e a cavidade. As superfícies que delimitam a cavidade foram definidas como superfícies perfeitamente condutoras (PEC - *perfect electric conductor*). Verificou-se, através de experimentos numéricos, que o efeito de condutividade finita das paredes da cavidade do forno real pode ser desprezado.

Do ponto de vista de simulação, as superfícies da cavidade funcionam como limites do domínio computacional para resolução do problema eletromagnético no interior da cavidade. A outra parte que complementa o domínio computacional é formada pelas estruturas que compõem o acoplamento com o guia de ondas.

### 3.1.2 Guia de ondas

As dimensões do guia de ondas, o posicionamento em relação à cavidade e a abertura de acoplamento também foram baseados nas dimensões reais do forno de micro-ondas analisado.

Na Figura 3.3a é possível observar a cavidade com o guia de ondas. A Figura 3.3b apresenta o posicionamento da fixação do guia de ondas em relação à cavidade (não simétrico em relação a lateral).

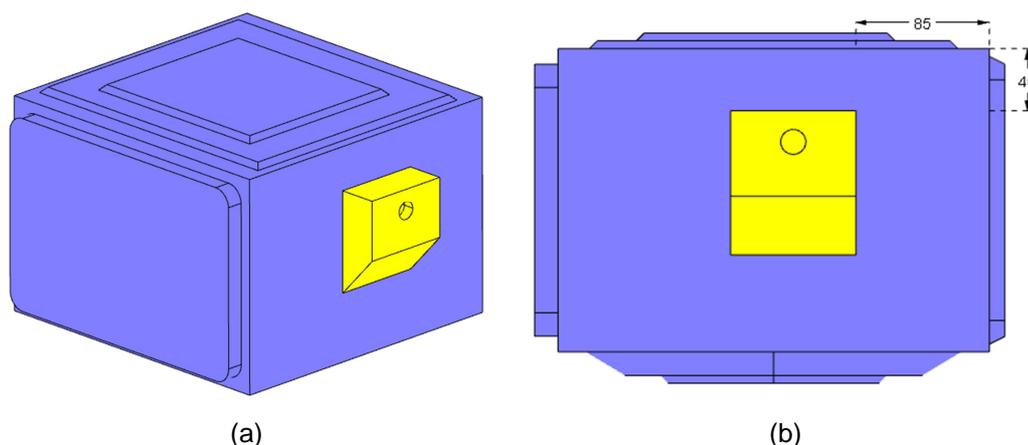


Figura 3.3 - Guia de ondas e cavidade. (a) Fixação do guia de ondas e (b) Vista da lateral esquerda da cavidade com o guia de ondas (distâncias em mm).

O modelo geométrico do guia de ondas é mostrado na Figura 3.4. Na representação da Figura 3.4b é possível visualizar a abertura de acoplamento na

face comum do guia com o interior da cavidade, em conjunto com as dimensões principais do guia.

As mesmas condições de material e superfícies da cavidade são aplicadas ao guia de ondas. O material que preenche o espaço formado pelas paredes do guia e a antena no interior do guia de ondas é o ar ( $\epsilon_r = 1$ ). Considerações sobre a antena no interior do guia são realizadas de forma detalhada na Seção 3.2.

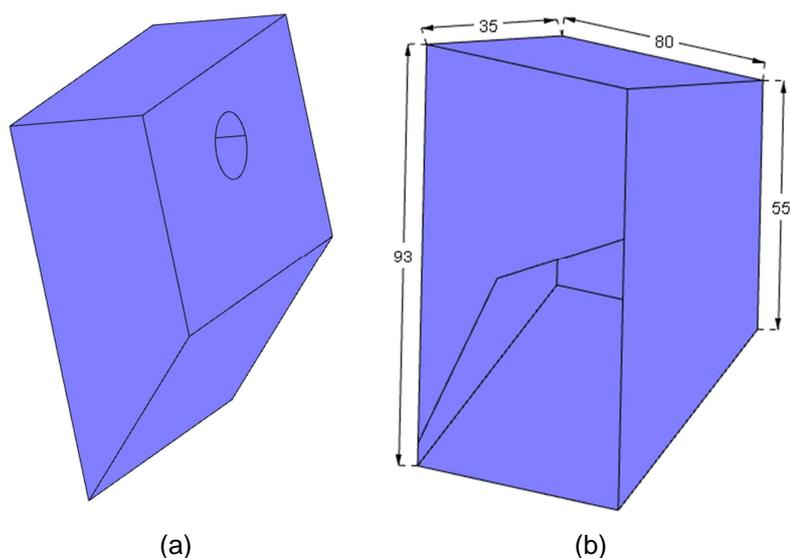


Figura 3.4 - Modelo geométrico do guia de ondas. (a) Vista lado do magnetron com detalhe da posição da antena e (b) Vista do interior da cavidade (distâncias em mm).

As superfícies que formam o guia são também consideradas superfícies perfeitamente condutoras. Na abertura de acoplamento, representada pelo corte na face comum do guia com a cavidade, não é atribuída nenhuma condição de contorno.

### 3.1.3 Prato giratório

A geometria real do prato giratório foi simplificada para elaboração do modelo geométrico do prato. Na geometria real do prato as bordas são levemente dobradas para cima e, na parte inferior central, a geometria forma um encaixe com o eixo de acoplamento do motor do prato giratório. No modelo geométrico o prato é representado por um disco homogêneo com 5 mm de espessura e 270 mm de diâmetro, conforme a Figura 3.5.

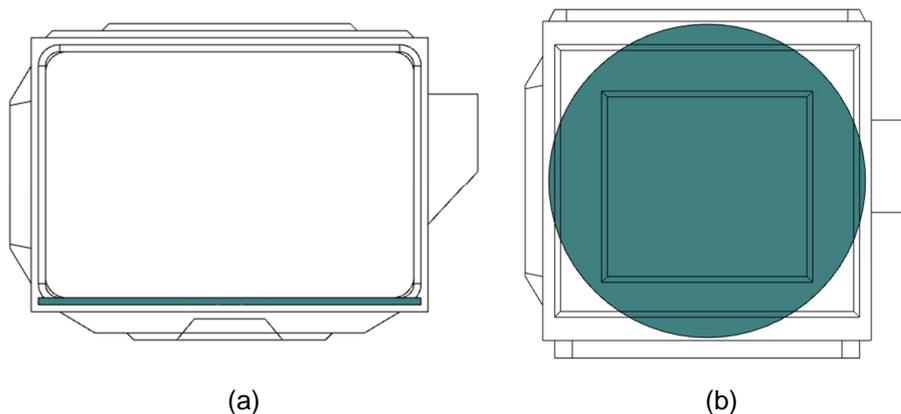


Figura 3.5 - Modelo geométrico do prato giratório. (a) Posição do prato em relação à cavidade - Vista de frente e (b) Vista de cima.

O material do prato giratório é um dielétrico linear, homogêneo, isotrópico e sem perdas, com  $\epsilon_r = 4$  (permissividade relativa do vidro [12]).

#### 3.1.4 Material dielétrico com perdas

Para a caracterização do material dielétrico com perdas no interior da cavidade são utilizados três modelos distintos representando quantidades de água pura de 1000, 500 e 200 ml. Os modelos geométricos foram baseados na geometria de cada recipiente utilizado para a obtenção dos resultados experimentais. Maiores detalhes sobre os recipientes podem ser encontrados na Seção 5.1. Cada modelo foi definido como sendo um cilindro de diâmetro interno semelhante ao diâmetro do recipiente utilizado para aquisição dos dados experimentais e altura igual à altura da coluna de água correspondente à quantidade de água no recipiente. As dimensões são apresentadas na Tabela 3.1. Cada cilindro é posicionado de maneira que o centro da base inferior do cilindro representando a água seja coincidente com o centro da base superior do cilindro que representa o prato giratório (Figura 3.6). O material do recipiente foi desconsiderado por apresentar uma espessura pequena comparada ao comprimento de onda.

Tabela 3.1 - Dimensões do modelo geométrico da água

Quantidade	Altura do cilindro [mm]	Diâmetro do cilindro [mm]
200 ml	52,0	70,0
500 ml	130,0	70,0
1000 ml	36,8	186,0

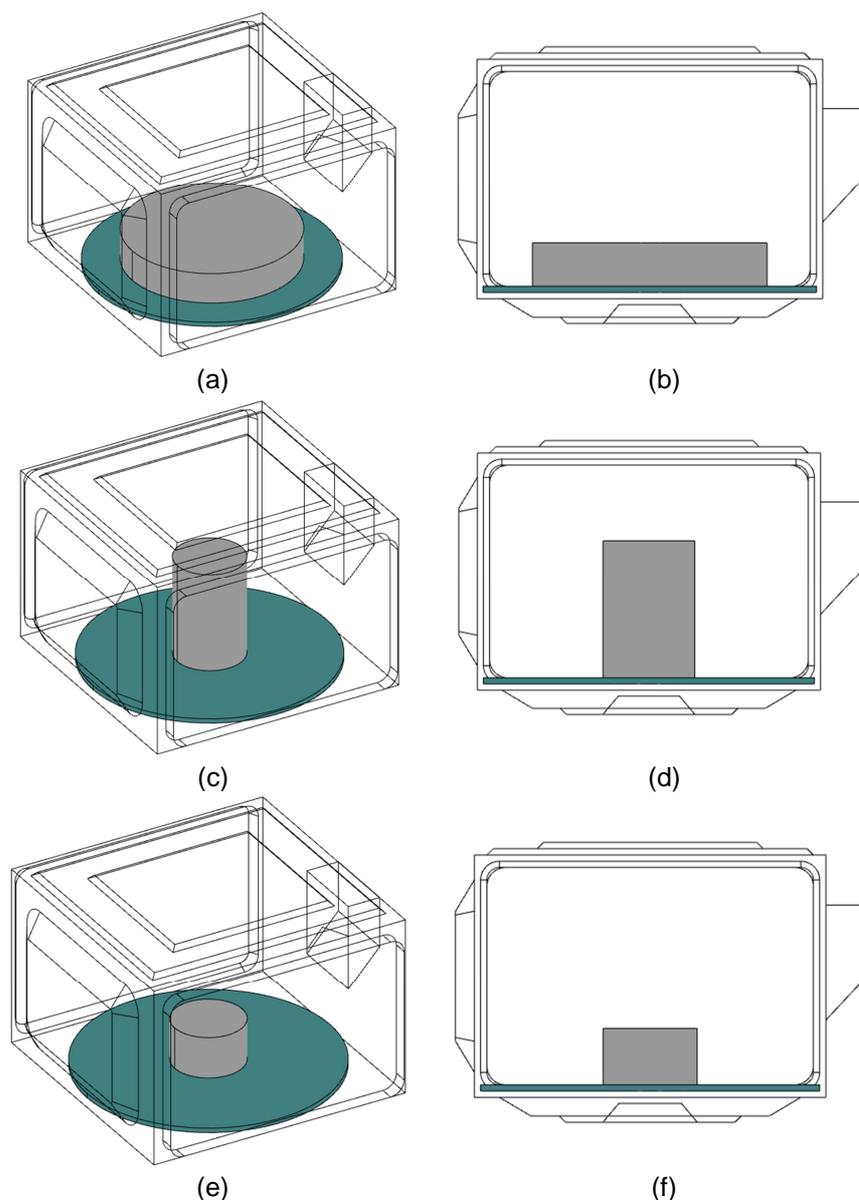


Figura 3.6 - Modelo geométrico com material dielétrico e prato. (a) 1000 ml; (b) 1000 ml - Vista de frente; (c) 500 ml; (d) 500 ml - Vista de frente; (e) 200 ml e (f) 200 ml - Vista de frente.

O modelo de dispersão para a água é definido em (3), entretanto na Figura 2.12, apresentada na Seção 2.7.2, é possível observar que o comportamento da permissividade relativa complexa da água é praticamente constante na faixa de frequências de interesse de 2400 a 2500 MHz com temperatura em 20°C, ou seja, o efeito da variação de frequência na permissividade relativa real e imaginária da água nesta situação pode ser desprezado. Utilizando o modelo definido em (3) para uma temperatura de 20°C e na frequência central da faixa de interesse (2450 MHz), os valores para permissividade relativa real e imaginária encontrados são 78,6 e 10,5, respectivamente.

Devido ao valor da permissividade elétrica relativa da água é necessária a redução da aresta dos elementos tetraédricos que compõem a malha de simulação no material para que a correta caracterização da propagação dos fenômenos eletromagnéticos no material seja estabelecida. Como será visto no Capítulo 4 a definição do passo de tempo da simulação esta relacionado à aresta mínima associada à malha. Isso indica que a diminuição da aresta do elemento, além de provocar o aumento do número de elementos da malha, também resulta na diminuição do passo de tempo de simulação, inviabilizando a avaliação do efeito da água no interior da cavidade com modelos tridimensionais devido à demanda excessiva de recursos computacionais.

Com o intuito de promover uma análise com o efeito do uso do material dielétrico com perdas no interior da cavidade em concordância com os recursos computacionais disponíveis, um novo modelo para a água foi proposto.

Nesta abordagem, as fronteiras do modelo geométrico da água com o ar são representadas, de forma simplificada, pelo efeito das perdas no material, não sendo necessário especificar as características de permissividade relativa complexa no material que preenche o volume interno do modelo geométrico. Com esta simplificação também não é necessário o refinamento da malha do modelo que representa a água, visto que o interior do modelo geométrico não faz mais parte do domínio computacional do problema. A técnica apresentada acima ainda viabiliza a obtenção da solução do problema eletromagnético com o uso dos recursos computacionais disponíveis.

A Figura 3.7 exemplifica o efeito provocado pela incidência de uma onda plana em uma interface dielétrica. Nesta representação uma onda  $E_i$  incide sobre um material dielétrico com permissividade  $\varepsilon$  (região  $z \geq 0$ ), aonde uma parcela da onda incidente é refletida ( $E_r$ ) e outra parcela é transmitida ( $E_t$ ) através do material.

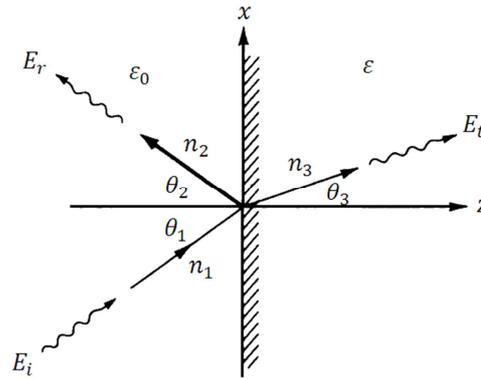


Figura 3.7 - Onda plana incidente em uma superfície de um dielétrico.

Para o caso do modelo de superfície proposto, os efeitos de propagação no interior do material não são considerados e a ação das perdas no comportamento do campo no interior da cavidade é substituída, de forma simplificada, através da parcela da onda que é dissipada na superfície do material.

Com esta abordagem não é considerada a possibilidade de que a onda transmitida possa ser refletida de volta para a cavidade, uma vez que a onda que propagou da superfície para o interior é completamente dissipada no material.

Uma das maneiras para a verificação do comportamento da onda transmitida para o interior do material em uma situação mais próxima de um caso real, é a obtenção da profundidade de penetração pelicular da onda no material que é dada por,

$$\delta_s = \frac{1}{\omega} \left\{ \frac{\mu \varepsilon'}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma_e}{\omega \varepsilon'} \right)^2} - 1 \right] \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (6)$$

onde  $\varepsilon'$  é a permissividade real.

Utilizando as considerações realizadas na Seção 2.7.1, a permissividade relativa imaginária pode ser interpretada como parte da condutividade efetiva

$$\sigma_e = \omega \varepsilon'' = 2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon_r'' \quad (7)$$

onde  $\varepsilon''$  é a permissividade imaginária.

A Figura 3.8 ilustra o resultado da obtenção da profundidade de penetração pelicular para o caso da água no intervalo de frequências de 2400 a 2500 MHz, com temperatura de 20°C e utilização de (3) para obtenção da permissividade na faixa considerada.

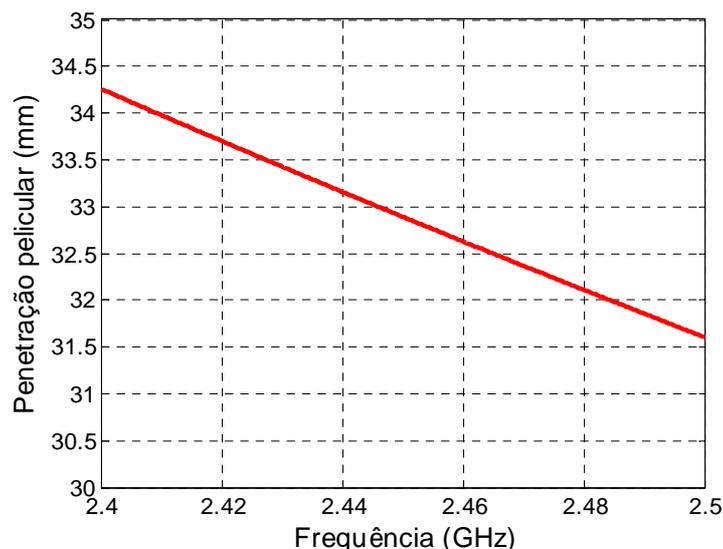


Figura 3.8 - Profundidade de penetração pelicular para a água.

Considerando as dimensões dos modelos geométricos definidos para a água na Tabela 3.1 e Figura 3.6 é possível constatar que a maior profundidade de penetração pelicular (34,3 mm em 2400 MHz) é aproximadamente equivalente a menor dimensão apresentada nos modelos de simulação. Neste caso, esta observação indica que existe a possibilidade de parte da onda transmitida para o interior do volume de água retornar para a cavidade em uma situação real.

Portanto, o modelo para água é definido como sendo um modelo de superfície com uma admitância superficial obtida através da permissividade relativa real da água para temperatura de 20°C e frequência de 2450 MHz ( $\epsilon'_r = 78,6$ ), aplicada ao modelo geométrico que representa a quantidade de água para cada caso.

Neste modelo cada superfície que forma o cilindro é representada por uma admitância superficial dada por,

$$Y_s = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} = \sqrt{\frac{\epsilon'_r \epsilon_o}{\mu_o}} \quad (8)$$

onde  $\mu_o = 1,257 \times 10^{-6}$  H/m,  $\epsilon'_r$  a parte real da permissividade elétrica relativa da água.

## 3.2 FONTE DE EXCITAÇÃO

### 3.2.1 Modelo geométrico

O acoplamento do magnetron com o guia de ondas é feito através de uma antena metálica cilíndrica, cujo posicionamento no guia de ondas está ilustrado na Figura 3.9. A representação da antena dentro do guia de ondas é baseada na posição e no tamanho da antena do magnetron ou do adaptador utilizado na obtenção de dados experimentais, quando conectados ao guia de ondas do forno de micro-ondas.

Como pode ser observado na Figura 3.9a e Figura 3.9b, a antena é formada por um cilindro com raio de 8 mm e comprimento de 24 mm. Ainda na Figura 3.9b é possível verificar que o cilindro que representa a antena é dividido ao longo do comprimento formando duas regiões distintas na superfície da antena. Este artifício é necessário para que a fonte de excitação seja ali estabelecida.

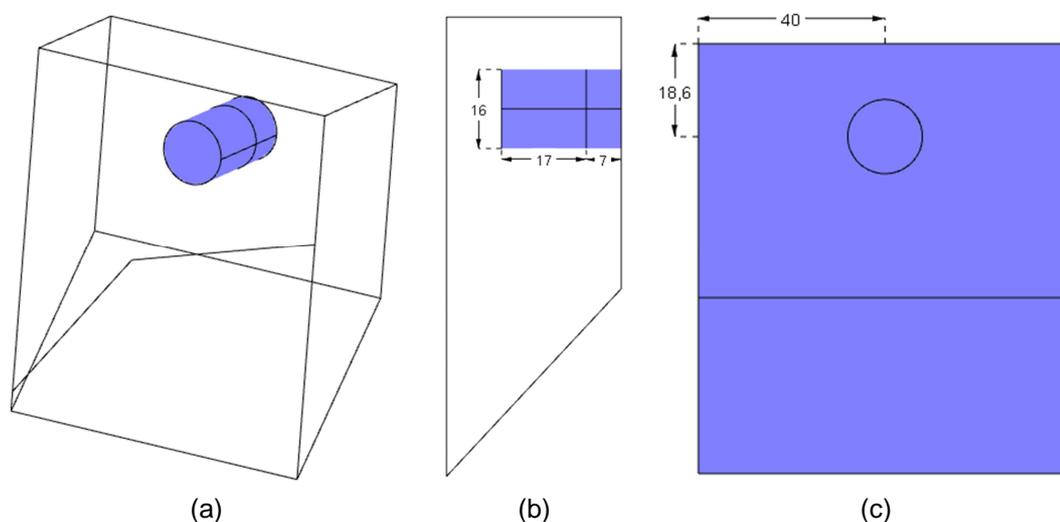


Figura 3.9 - Modelo geométrico da antena. (a) Antena destacada com guia de ondas; (b) Dimensões principais da antena e (c) Posicionamento da antena em relação ao guia.

Na Seção 3.1.2 é afirmado que as paredes do guia de ondas foram definidas como superfícies PEC com potencial 0 V. Para que a fonte de excitação seja estabelecida na região destacada da Figura 3.10a é necessário que na região superior da antena seja imposta uma condição PEC com potencial de 1 V e nas demais regiões metálicas, condições PEC com potencial de 0 V, como mostrado na Figura 3.10b.

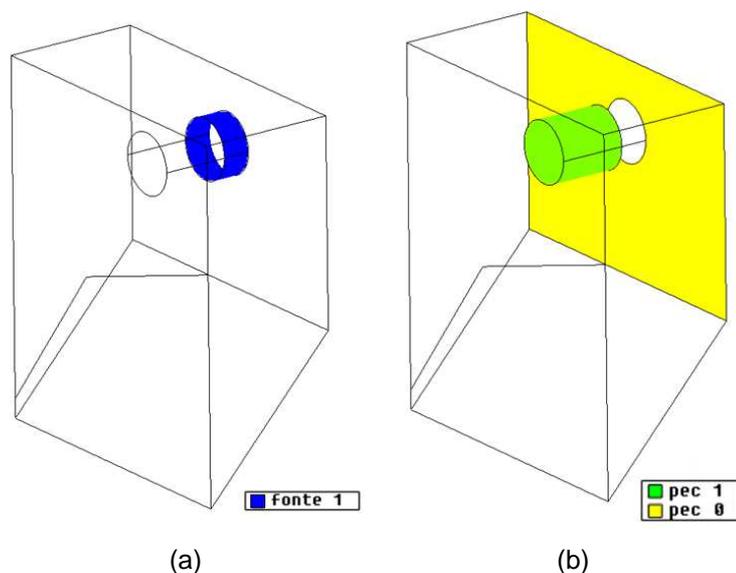


Figura 3.10 - Fonte de excitação. (a) Região da fonte destacada e (b) Condições PEC para fonte.

O interior da antena não faz parte do domínio computacional do problema, logo não é necessário atribuir condições de material no interior da antena.

### 3.2.2 Característica da fonte

Um pulso de tensão modulado é utilizado como fonte de excitação. Este tipo de excitação proporciona uma magnitude constante em uma determinada faixa de frequências e magnitude nula fora da faixa.

O pulso modulado de tensão pode ser descrito pela seguinte equação

$$v(t) = \frac{\text{sen}(6\pi t/T_d - 3\pi)}{6\pi t/T_d - 3\pi} \frac{\text{cos}(3\pi t/T_d - 3\pi/2)}{1 - (6t/T_d - 3)^2} \text{cos}(2\pi Ft) \quad (9)$$

onde  $t$  é o tempo,  $T_d$  a duração do pulso e  $F$  a frequência de modulação.

A representação do pulso modulado no domínio do tempo e no domínio da frequência é apresentada na Figura 3.11a e Figura 3.11b, respectivamente, para o caso de um pulso com magnitude constante na faixa de 2400 MHz a 2500 MHz. Para obtenção de um pulso com essas características é necessário que em (9), a duração do pulso seja  $T_d = 30$  ns e que a frequência de modulação seja  $F = 2450$  MHz. Este pulso modulado é utilizado como fonte de excitação da faixa de frequências de interesse em todos os casos de simulação abordados no trabalho,

sendo escolhido de maneira a compensar os efeitos de variação de carga e temperatura do magnetron na frequência nominal de operação (2450 MHz).

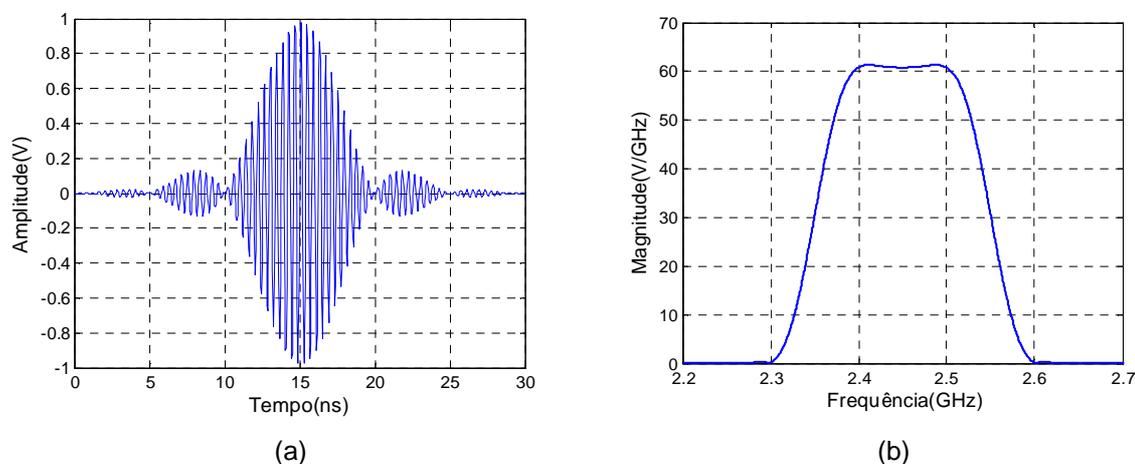


Figura 3.11 - Características da fonte de excitação. (a) Domínio do tempo e (b) Domínio da frequência.

### 3.2.3 Modelagem do adaptador (*resistivo e reativo*)

Na Seção 2.6 foi abordada a maneira pela qual os dados experimentais foram obtidos através de um adaptador em conjunto com um analisador vetorial de redes. Para que a comparação entre os dados experimentais e os resultados de simulações seja coerente é necessário que as características do adaptador e do equipamento de medição sejam inseridas no modelo da fonte de excitação.

Neste contexto, a impedância interna do analisador de redes e o circuito elétrico equivalente do dispositivo de medição são inseridos diretamente no modelo da fonte de excitação. A Figura 3.12 apresenta o modelo de circuito elétrico da fonte de excitação para esta situação.

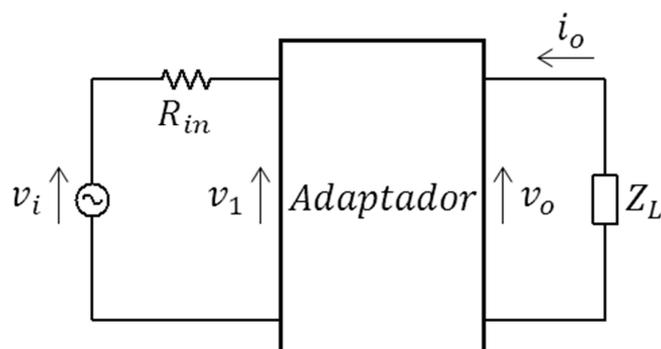


Figura 3.12 - Modelo de circuito elétrico para a fonte de excitação.

A fonte de entrada  $v_i$  representa a excitação do sistema no formato do pulso de tensão descrito na Seção 3.2.2. O circuito equivalente total da fonte de excitação é dado pela combinação da impedância interna do analisador de redes  $R_{in} = 50 \Omega$  com o circuito equivalente do adaptador.

A impedância  $Z_L$  não faz parte do circuito da fonte, porém é mostrada nas ilustrações representando a carga conectada ao magnetron, que resulta da combinação formada pelo guia de ondas, abertura de acoplamento, cavidade e objetos no interior da cavidade.

Para a representação do circuito elétrico do adaptador considerou-se dois casos distintos, um caso em que o circuito equivalente do adaptador é puramente *resistivo* e outro caso em que o circuito equivalente do adaptador pode ser representado por uma rede de capacitores e indutores.

A Figura 3.13 mostra o modelo de circuito elétrico equivalente do adaptador para o caso *resistivo*. Neste caso o circuito do adaptador é representado por uma resistência  $R$ . A obtenção do circuito equivalente para o adaptador através de uma resistência representa o caso mais simples para avaliação da presença do dispositivo no sistema.

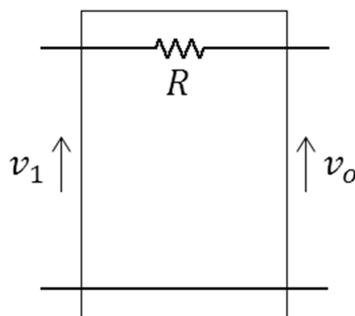


Figura 3.13 - Modelo de circuito elétrico equivalente para o adaptador para o caso *resistivo*.

Contudo uma avaliação mais precisa do efeito do adaptador sobre a resposta do sistema pode ser realizada através da análise das características geométricas do adaptador mostrado na Figura 2.9. O adaptador pode ser representado através de uma rede formada por capacitores em paralelo e indutores em série. A Figura 3.14 mostra uma representação de uma seção de um corte longitudinal do adaptador apresentado na Figura 2.9. Nesta representação somente um trecho do adaptador contendo dois parafusos de regulagem é considerado. Neste trecho capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  são estabelecidas através da distância entre o

condutor central do adaptador e a extremidade de cada parafuso de regulagem, e uma indutância  $L_1$  é obtida através do intervalo do condutor central entre os centros geométricos dos parafusos. Esta mesma descrição pode ser utilizada para os demais parafusos de regulagem que compõe a estrutura do dispositivo. Nesta condição não é considerado que o adaptador possua uma resistência no circuito equivalente.

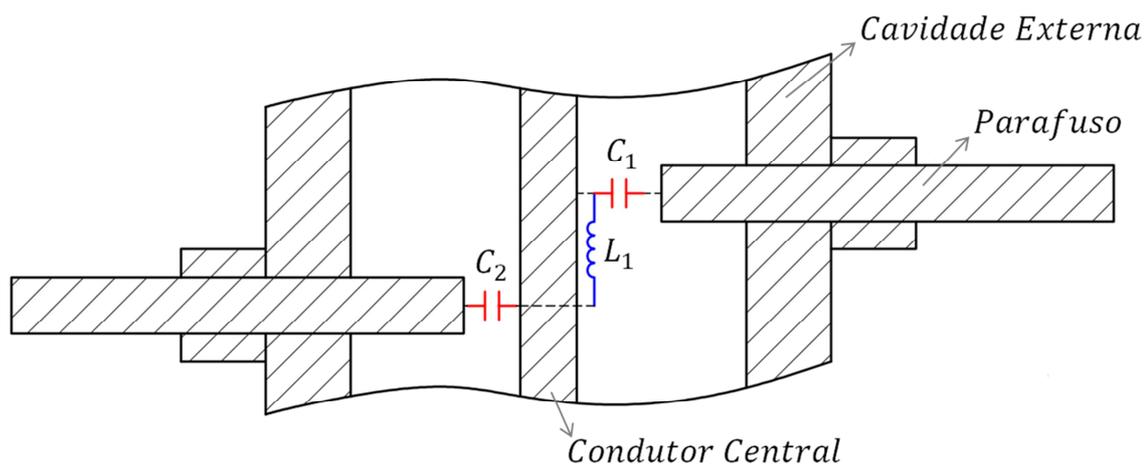


Figura 3.14 - Seção de corte longitudinal do adaptador.

Para fins de simplificação uma estrutura contendo somente um capacitor em paralelo e um indutor em série para o adaptador foi considerada no circuito elétrico equivalente (Figura 3.15).

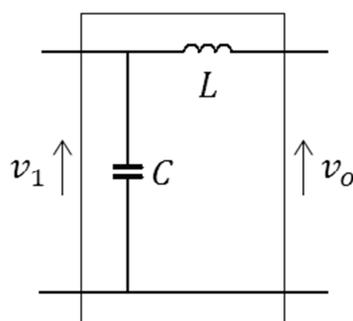


Figura 3.15 - Modelo de circuito elétrico equivalente para o adaptador para o caso *reativo*.

Considerações sobre a obtenção dos valores para  $L$  e  $C$  para o caso *reativo* e de  $R$  para o caso *resistivo* serão realizadas na Seção 5.2.

### 3.3 EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS

#### 3.3.1 Obtenção do coeficiente de reflexão

O coeficiente de reflexão no ponto 1 na Figura 3.16 é equivalente ao coeficiente de reflexão obtido pelo analisador vetorial de redes na análise experimental, sendo a obtenção do coeficiente de reflexão no ponto 1 uma forma adequada e coerente de comparar os dados de simulação com dados experimentais.

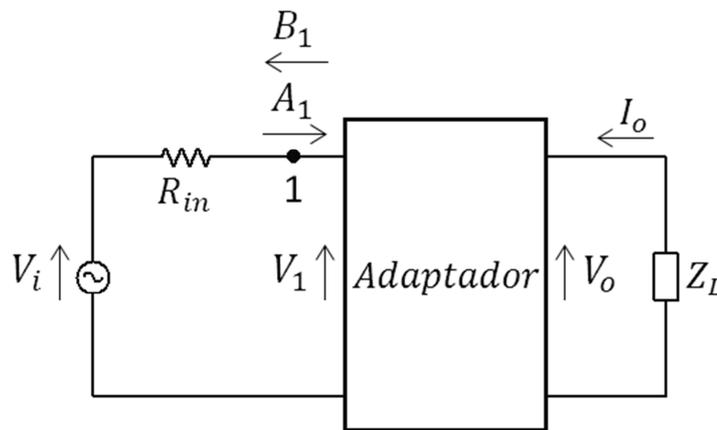


Figura 3.16 - Obtenção do coeficiente de reflexão.

Para a situação da Figura 3.16, o módulo do coeficiente de reflexão no ponto 1 é dado por,

$$|S_{11}| = \left| \frac{B_1}{A_1} \right| = \left| \frac{2V_1}{V_i} - 1 \right| \quad (10)$$

onde  $A_1$  é a amplitude normalizada da onda incidente e  $B_1$  a amplitude normalizada da onda refletida no ponto 1,  $V_i$  e  $V_1$  são as tensões obtidas no domínio da frequência, da fonte de excitação e da entrada do adaptador, respectivamente.

Para a análise através das tensões  $V_i$  e  $V_1$  é necessário que os sinais de tensão resultantes da simulação no domínio do tempo discreto ( $v_i$  e  $v_1$ ) sejam transformados para o domínio da frequência discreta. Nesta tarefa a transformada discreta de Fourier através do algoritmo da transformada rápida de Fourier é empregada. Os sinais de tensão no domínio do tempo discreto  $v_i$  e  $v_1$ , são obtidos diretamente através do resultado da implementação do modelo dinâmico da fonte de excitação para cada tipo de adaptador (Capítulo 4).

Entretanto, antes da aplicação de (10) para a obtenção do coeficiente de reflexão, ainda é necessário realizar algumas considerações relacionadas às características das tensões obtidas através dos resultados de simulação. Uma destas considerações é referente à implementação da transformada rápida de Fourier com a utilização de um número de amostras igual ao número de amostras total do sinal no tempo discreto. Constatou-se que esta prática acarreta a obtenção de um espectro pouco satisfatório com número limitado de amostras sobre a faixa de frequência de interesse (2400 a 2500 MHz). Com o objetivo de melhorar a resolução do espectro das tensões no intervalo de frequência analisado foi necessário o aumento do número das amostras empregadas para o cálculo da transformada rápida de Fourier. Este artifício é válido e é interpretado pelo algoritmo de cálculo da transformada como o equivalente ao preenchimento com zeros no sinal no domínio do tempo.

Outra questão relacionada às características dos resultados da simulação está associada ao fato de que as amostragens no tempo das tensões  $v_i$  e  $v_1$  estão defasadas por meio passo de tempo de simulação discreto ( $\Delta/2$ ), em decorrência da transformação para o domínio do tempo discreto das equações de espaços de estados estendidos (método trapezoidal). Para que a expressão da equação (10) possa ser empregada de maneira adequada, os sinais de  $v_i$  e  $v_1$  devem possuir a amostragem no mesmo instante de tempo. Isto pode ser realizado deslocando no tempo a tensão de entrada da fonte de excitação  $v_i$  em relação à  $v_1$ . É possível a utilização de uma propriedade de deslocamento no tempo para a obtenção da transformada rápida de Fourier de  $v_i$  já incorporando o efeito do deslocamento no tempo  $\Delta/2$  necessário à sincronização dos sinais no domínio do tempo. A transformada rápida de Fourier do sinal  $v_i$  é representada por,

$$v_i(n\Delta) \leftrightarrow V_i(f_a) \quad (11)$$

onde  $n$  é o número da amostra,  $\Delta$  é o passo de tempo discreto de simulação e  $f_a$  a frequência de amostragem.

Aplicando a propriedade de deslocamento no tempo [27] em (11) para um deslocamento de  $\Delta/2$  obtém-se,

$$v_i(n\Delta - \Delta/2) \leftrightarrow V_i(f_a)e^{-j\pi f_a \Delta}. \quad (12)$$

A multiplicação da transformada rápida de Fourier do sinal de  $v_i(n\Delta)$  pelo termo  $e^{-j\pi f_a \Delta}$  provoca o atraso de  $\Delta/2$  necessário para sincronização dos sinais de tensão no tempo, possibilitando a correta utilização da equação (10) para a obtenção do coeficiente de reflexão.

### 3.3.2 Janelamento

Para que a avaliação dos fenômenos decorrentes da aplicação da fonte de excitação possa ser realizada é necessário que seja estabelecido um tempo total de simulação, sendo indispensável o uso de um truncamento da simulação em um determinado instante de tempo. O tempo total de simulação deve ser definido analisando o tempo mínimo suficiente para que uma caracterização aceitável do módulo do coeficiente de reflexão seja alcançada considerando os recursos computacionais disponíveis.

A tensão  $v_1$  apresenta comportamentos distintos diante da combinação de objetos que podem ser inseridos no interior da cavidade. Para as situações onde há material dielétrico com perdas, o sinal de tensão sofre uma atenuação acentuada provocada pela absorção do material. De forma geral, quanto menor a quantidade de material, menor é a absorção no interior da cavidade sendo necessário um tempo maior de simulação para a observação da evolução da tensão  $v_1$ . Em outras palavras, o tempo total de simulação é variável com dependência da quantidade do material, sendo desejável a escolha de um tempo total de simulação que otimize o tempo total de processamento melhorando o desempenho computacional da simulação.

Para esta situação o critério adotado para a definição do instante de truncamento é a obtenção do tempo em que o valor da tensão  $v_1$  torna-se menor que 1 % da tensão máxima apresentada pela evolução do sinal desde o início da simulação.

Na situação onde há somente o prato giratório ou não há objetos no interior da cavidade, existe um número maior de reflexões sucessivas provenientes da interação das ondas eletromagnéticas com as superfícies que formam o interior da cavidade e o prato giratório (se considerado). Como resultado, a tensão  $v_1$  apresenta um comportamento mais oscilatório com atenuação menos significativa, não sendo aplicável o critério de 1% para definição do tempo total de simulação

devido à insuficiência de recursos computacionais exigidos para tal situação. Com esta restrição um tempo total de simulação fixo e realizável de acordo com os recursos disponíveis deve ser definido.

Contudo, nestes casos oscilações indesejadas no espectro de frequência do sinal das tensões, provocadas pelo truncamento abrupto da simulação, são mais evidentes do que nas situações em que a adoção do critério de 1% pode ser aplicada com a atenuação do sinal provocada pela presença do material com perdas no interior da cavidade. Como resultado, a obtenção do módulo do coeficiente de reflexão apresenta valores incoerentes (valores maiores que um), sendo necessário um artifício que provoque artificialmente a atenuação do sinal no tempo e desta forma diminua o efeito do truncamento abrupto no espectro de frequência. A estratégia que pode ser utilizada é a multiplicação no tempo do sinal de tensão por uma janela exponencial,

$$h(n\Delta) = \begin{cases} 1, & \text{se } n\Delta < n_i\Delta \\ e^{\phi(n\Delta - n_i\Delta)} & \text{se } n\Delta \geq n_i\Delta \end{cases} \quad (13)$$

sendo  $n_i\Delta$  o instante de tempo de aplicação da janela exponencial ajustado de forma que as oscilações indesejadas no espectro do sinal de tensão de  $v_1$  sejam suavizadas. O fator de atenuação da curva exponencial  $\phi$  é definido para que o valor final da janela, em  $N\Delta$  seja igual a 0,01 V, ou seja,

$$\phi = \frac{\ln(0,01)}{N\Delta - n_i\Delta}. \quad (14)$$

A Figura 3.17 ilustra um exemplo de aplicação da janela com  $n_i\Delta = 60$  ns e  $N\Delta = 100$  ns.

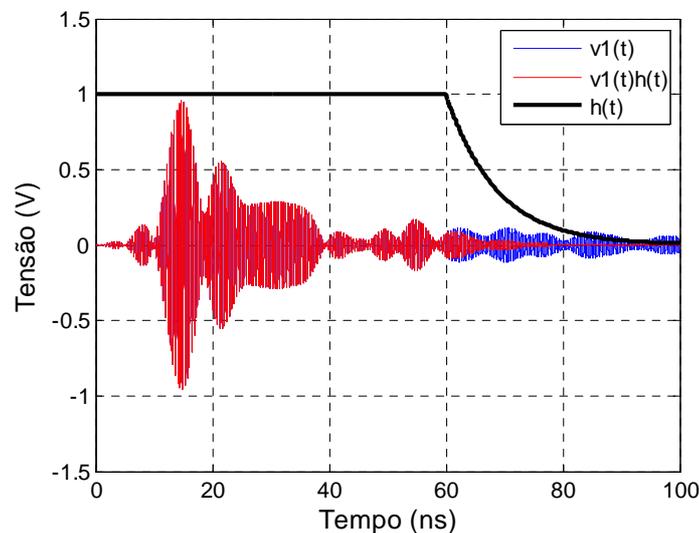


Figura 3.17 - Exemplo de aplicação da janela exponencial para  $v_1$ .

## 4 FORMULAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS ESTENDIDA

### 4.1 INTRODUÇÃO

A formulação de múltiplas entradas e saídas no espaço de estados já tem sido utilizada em versões de métodos das diferenças finitas e elementos finitos para resolução de circuitos elétricos [28] e equações da propagação da onda em 1-D [29], acopladas às equações do campo eletromagnético. Nesses trabalhos as equações de campo são resolvidas separadamente e as informações são trocadas com o algoritmo do espaço de estados a cada passo de tempo. O aspecto inovador da formulação utilizada neste trabalho é a unificação do método de solução a ser aplicado sobre o sistema completo de equações diferenciais envolvidas no problema, utilizando espaço de estados. Visto que as equações de Maxwell não coincidem com a forma padrão de entrada-saída da modelagem no espaço de estados, a formulação estendida é utilizada em seu lugar.

Os problemas são resolvidos no domínio do tempo discreto utilizando o método da integração trapezoidal para preservar a estabilidade numérica incondicional em relação ao passo de tempo [30]. Este fato permite que a técnica proposta seja competitiva em relação ao método de diferenças finitas no domínio do tempo, onde o passo de tempo não pode ultrapassar o limiar que assegura a estabilidade [31].

### 4.2 FORMULAÇÃO

Nesta seção, a formulação básica da modelagem no espaço de estados estendido será apresentada e a correspondente relação com as formas discreta no espaço e tempo será obtida. Para abreviar a notação, letras romanas maiúsculas e minúsculas irão referenciar matrizes e vetores, respectivamente, enquanto letras gregas irão representar escalares exceto quando indicado no texto. A fim de obter os espaços vetoriais discretos, o domínio computacional deve ser dividido em volumes que não se sobrepõem formando assim uma malha consistente. Aproximações lineares por partes com divergente nulo necessitam que os valores médios e os rotacionais dos componentes vetoriais dos campos elétrico e magnético sejam

calculados dentro destes volumes e então agrupados em dois vetores para formar as equações no espaço de estados estendido

$$\frac{d}{dt}F^i x^i = A^i x^i + B^i u^i \quad (15)$$

$$y^i = C^i x^i + D^i u^i + \frac{d}{dt}E^i u^i \quad (16)$$

onde o índice sobrescrito  $i$  refere-se a um elemento individual e indica que as operações serão realizadas elemento a elemento. Os elementos dos vetores  $u^i$  e  $y^i$  são obtidos respectivamente do campo elétrico e magnético, enquanto  $x^i$  são vetores de estados linearmente independentes. As matrizes com coeficientes constantes modelam o sistema dinâmico de cada volume. Condições de contorno também podem ser impostas como relações entre o campo elétrico e a densidade de corrente tangencial nas faces dos elementos. A equação de estados (15) envolve a lei de Faraday e condições dinâmicas de contorno, sendo sua solução obtida separadamente para cada elemento. Por outro lado, uma solução aproximada para o sistema de equações (16) é encontrada para todos os elementos simultaneamente com base na informação topológica fornecida pela malha juntamente com o princípio de conservação do fluxo magnético ditado pela lei de Gauss. A extensão da equação (16) é necessária para torná-la compatível com a lei de Ampere-Maxwell. Portanto, um termo dependente da derivada no tempo de  $u^i$  foi adicionado.

### 4.3 MODELOS DINÂMICOS

Modelos lineares são definidos para o espaço livre, vidro, modelos de condição de absorção para a superfície da água e para a terminação do guia de ondas padrão. Ainda são definidos modelos para cada caso da fonte de excitação.

Os modelos para o espaço livre e para o vidro são aplicados em elementos tetraédricos sendo definidos por:

$$\left\{ \begin{array}{ll} u^i = \begin{bmatrix} \nabla \times e^i \\ e^i \end{bmatrix}, & y^i = \begin{bmatrix} -h^i \\ \nabla \times h^i \end{bmatrix}, \\ A^i = [0], & B^i = [I \quad 0], \\ C^i = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}, & D^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ E^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon I \end{bmatrix}, & F^i = [\mu_o I]. \end{array} \right. \quad (17)$$

Os elementos de  $u^i$  e  $y^i$  são escolhidos de forma consistente com as equações de Maxwell, sendo  $e^i$  e  $h^i$  os vetores elétrico e magnético, respectivamente. As características dos materiais são impostas através da permeabilidade magnética  $\mu_0$  e da permissividade elétrica  $\varepsilon$ , sendo para o espaço livre  $\varepsilon = \varepsilon_0$  e para o vidro  $\varepsilon = 4\varepsilon_0$ . As matrizes  $I$  e  $O$  são as matrizes identidade e nula de terceira ordem, respectivamente.

Modelos de superfície da água e para a terminação do guia de ondas padrão são aplicados a elementos triangulares e podem ser escritos como

$$\begin{cases} u^i = [e^i], & y^i = [j_a^i], \\ A^i = [O], & B^i = [O], \\ C^i = [O], & D^i = [YI], \\ E^i = [O], & F^i = [I], \end{cases} \quad (18)$$

sendo  $j_a^i$  a densidade de corrente superficial e  $Y$  é a admitância da superfície que define as características de absorção ( $Y$  é um valor escalar).

A fonte de entrada é modelada para dois casos: o *resistivo* e o *reativo*. O modelo para o caso *resistivo* é definido por,

$$\begin{cases} u^i = v_o^i, & y^i = i_o^i, \\ A^i = 0, & B^i = 0, \\ C^i = -1/(R_{in} + R), & D^i = 1/(R_{in} + R), \\ E^i = 0, & F^i = 1, \end{cases} \quad (19)$$

onde  $v_o$  e  $i_o$  são respectivamente, a tensão e a corrente na carga conectada ao magnetron (Figura 4.1).

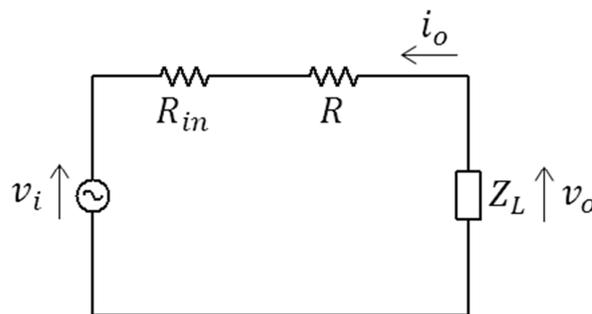


Figura 4.1 - Fonte de excitação caso *resistivo*.

Para o caso *reativo* a fonte de entrada é modelada por,

$$\left\{ \begin{array}{l} u^i = v_o^i, \\ A^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -R_{in} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ C^i = [0 \quad 0 \quad 0 \quad -1], \\ E^i = 0, \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} y^i = i_o^i, \\ B^i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}, \\ D^i = 0, \\ F^i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L \end{bmatrix}, \end{array} \right. \quad (20)$$

onde  $C$  e  $L$  são parâmetros escalares do modelo de circuito elétrico equivalente para o caso *reativo* (Figura 4.2).

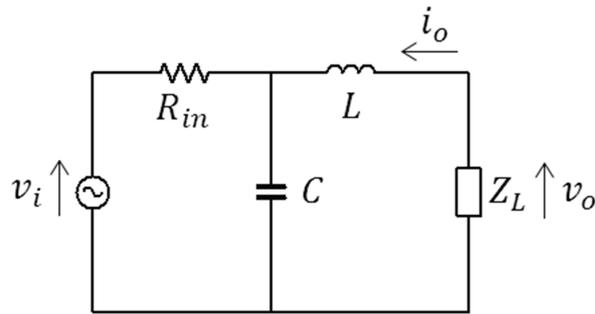


Figura 4.2 - Fonte de excitação caso *reativo*.

#### 4.4 CONSERVAÇÃO DO FLUXO MAGNÉTICO

Antes de transformar o sistema formado pelas equações (15) e (16) para o domínio do tempo discreto, a dependência linear entre os vetores  $u^i$  precisa ser resolvida. As funções de Whitney [32] são adequadas para este fim quando se trabalha com elementos tetraédricos, porque dentro deles os componentes do campo elétrico e do seu rotacional podem ser simultaneamente mapeados através de tensões observadas ao longo de suas arestas, conforme ilustrado na Figura 4.3. Assim, as restrições necessárias para conservação do fluxo magnético são colocadas na forma exata simplesmente igualando as tensões ao longo de arestas coincidentes. Consequentemente o fluxo magnético fluindo de um elemento

tetraédrico para seu vizinho é dado pela soma orientada de tensões ao longo das arestas da face triangular comum.

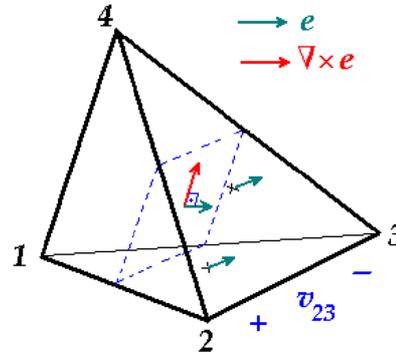


Figura 4.3 - Elemento tetraédrico com o vetor campo elétrico  $e$  e seu rotacional  $\nabla \times e$ .

O Mapeamento de Whitney é expresso elemento a elemento como

$$u^i = W^i v^i. \quad (21)$$

Para elementos tetraédricos têm-se

$$W^i = \begin{bmatrix} 2\nabla\Lambda_1^i \times \nabla\Lambda_2^i & \dots & 2\nabla\Lambda_3^i \times \nabla\Lambda_4^i \\ \frac{\nabla\Lambda_1^i - \nabla\Lambda_2^i}{4} & \dots & \frac{\nabla\Lambda_3^i - \nabla\Lambda_4^i}{4} \end{bmatrix} \quad (22)$$

sendo  $(\Lambda_1^i \dots \Lambda_4^i)$  o sistema de coordenadas baricêntricas local de cada tetraedro  $i$ .

Os vetores  $\nabla\Lambda_j$  são constantes no tetraedro e normais às faces opostas aos vértices  $j$ , conforme mostra a Figura 4.4.

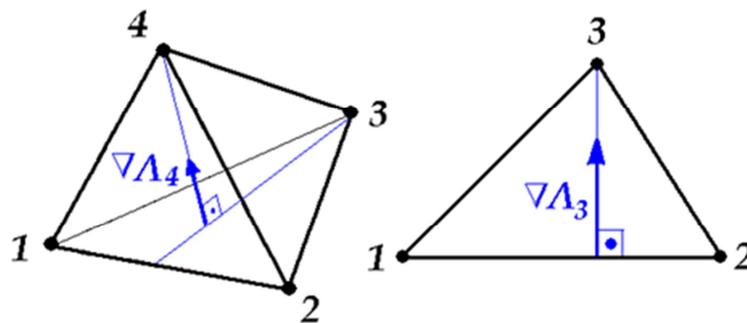


Figura 4.4 - Coordenadas locais do elemento de discretização.

A matriz  $6 \times 6$  ( $W^i$ ) realiza combinações lineares das tensões  $v^i$  ao longo das seis arestas do tetraedro. A metade superior da matriz calcula os componentes do rotacional do campo elétrico e a metade inferior, os componentes do campo

elétrico no baricentro. Sobre as superfícies triangulares, devido à característica irrotacional das condições de contorno (não existe campo magnético normal à superfície) é necessário mapear somente os componentes do campo elétrico tangenciais aos elementos triangulares, assim

$$W^i = \left[ \frac{\nabla\Lambda_2^i - \nabla\Lambda_1^i}{3} \quad \frac{\nabla\Lambda_3^i - \nabla\Lambda_1^i}{3} \quad \frac{\nabla\Lambda_3^i - \nabla\Lambda_2^i}{3} \right] \quad (23)$$

onde  $i$  assume valores não utilizados para tetraedros e  $(\Lambda_1^i, \Lambda_2^i, \Lambda_3^i)$  é o sistema de coordenadas baricêntricas local de cada triângulo.

As restrições de conservação do fluxo magnético são impostas como

$$u = WNV \quad (24)$$

onde a supressão do índice sobrescrito  $i$  representa as matrizes e vetores aumentados como resultado da união de todos os elementos, ou seja, a soma direta das matrizes (concatenação diagonal) e a concatenação vertical dos vetores, exceto pelo vetor  $v$  o qual sofre uma contração devido à superposição de arestas. Esta contração é estabelecida pela matriz de incidência  $N$ , a qual tem um elemento não nulo por linha com valor  $\pm 1$  para realizar a correspondência orientada entre as arestas locais e globais.

#### 4.5 PORTAS DE ONDA GUIADA

As portas de entrada e saída de ondas guiadas são criadas através do produto à esquerda de  $W$  por uma matriz padrão

$$M = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & m^{in} & 0 \\ 0 & 0 & m^{out} \end{bmatrix}^T \quad (25)$$

onde os vetores  $m^{in}$  e  $m^{out}$  contêm os componentes do campo elétrico do modo de propagação desejado, no baricentro dos triângulos das portas de entrada e saída. A matriz identidade  $I$  e os blocos preenchidos com zeros (matrizes  $0$ ) permitem que variáveis relacionadas aos tetraedros e com condições de contorno dos triângulos permaneçam inalteradas. Os vetores  $m^{in}$  e  $m^{out}$  são normalizados para fornecer um volt quando a distribuição de campo elétrico em cada porta se iguala ao campo do modo desejado. Conforme esta organização, o vetor aumentado

$$u = MWNv = \bar{W}v \quad (26)$$

torna-se a concatenação vertical dos vetores  $u^i$ , exceto para aqueles triângulos das portas que são trocados por portas de tensão de entradas e saída, ou seja, respectivamente  $v^{in}$  e  $v^{out}$ .

Devido ao fato que as tensões impostas ao longo das arestas em condutores elétricos perfeitos devem ser sempre nulas, a condição de condutor elétrico perfeito (PEC) é implementada removendo estes elementos de  $v$  e a correspondente coluna de  $\bar{W}$  em (26).

#### 4.6 CONSERVAÇÃO DA CARGA ELÉTRICA

O sistema global de equações obtido de (15) e (16) tem três vetores desconhecidos:  $u$ ,  $x$  e  $y$ , entretanto o último pode ser eliminado usando uma identidade vetorial

$$\nabla \cdot (w \times h) - \nabla \times w \cdot h + w \cdot \nabla \times h = 0 \quad (27)$$

na qual a integral sobre o domínio computacional  $\Omega$  delimitado por  $\Gamma$  resulta em uma forma fraca da conservação da carga elétrica

$$\oint_{\Gamma} w \cdot k \, d\Gamma - \int_{\Omega} \nabla \times w \cdot h \, d\Omega + \int_{\Omega} w \cdot \nabla \times h \, d\Omega = 0. \quad (28)$$

Neste caso, o método dos resíduos ponderados de Galerkin [33] consiste na escolha de  $w$  como a soma de funções de Whitney associadas com cada aresta da malha. Aplicando a regra do ponto médio para calcular as integrais em (28), a expressão de resíduos ponderados pode ser escrita como

$$\bar{W}^T V y = 0 \quad (29)$$

onde  $V$  é a matriz diagonal na qual os elementos com valores diferentes de zero são volumes de tetraedros, áreas de triângulos e admitâncias de portas, associados com os correspondentes elementos do vetor  $y$ .

#### 4.7 TRANSFORMAÇÃO PARA O TEMPO DISCRETO

Com a finalidade de garantir a estabilidade numérica, o método trapezoidal [30] foi utilizado para transformar (15) e (16) em equações dentro do domínio de tempo discreto

$$F^i \frac{x_{n+1}^i - x_n^i}{\Delta} = A^i \frac{x_{n+1}^i + x_n^i}{2} + B^i \frac{u_{n+1}^i + u_n^i}{2} \quad (30)$$

$$y_{n+1/2}^i = C^i \frac{x_{n+1}^i + x_n^i}{2} + D^i \frac{u_{n+1}^i + u_n^i}{2} + E^i \frac{u_{n+1}^i - u_n^i}{\Delta}. \quad (31)$$

O índice  $n$  foi adicionado para indicar o instante de tempo discreto  $n\Delta$  onde  $\Delta$  é o passo de tempo.

Seguindo alguns passos algébricos, os vetores de estados  $x_{n+1}^i$  são isolados em (30) e substituídos em (31) para formar o sistema equivalente no tempo discreto

$$x_{n+1}^i = \bar{A}^i x_n^i + \bar{B}^i (u_n^i + u_{n+1}^i) \quad (32)$$

$$y_{n+1/2}^i = \bar{C}^i x_n^i + \bar{D}^i u_n^i + \bar{E}^i u_{n+1}^i \quad (33)$$

com matrizes equivalentes dadas por

$$\bar{A}^i = \left( \frac{2}{\Delta} F^i - A^i \right)^{-1} \left( \frac{2}{\Delta} F^i + A^i \right) \quad (34)$$

$$\bar{B}^i = \left( \frac{2}{\Delta} F^i - A^i \right)^{-1} B^i \quad (35)$$

$$\bar{C}^i = \frac{4}{\Delta} C^i \left( \frac{2}{\Delta} F^i - A^i \right)^{-1} F^i \quad (36)$$

$$\bar{D}^i = -\frac{2}{\Delta} E^i + D^i + C^i \left( \frac{2}{\Delta} F^i - A^i \right)^{-1} B^i \quad (37)$$

$$\bar{E}^i = \frac{2}{\Delta} E^i + D^i + C^i \left( \frac{2}{\Delta} F^i - A^i \right)^{-1} B^i. \quad (38)$$

Aplicando (29) a forma global (33) e utilizando (26), as equações resultantes para  $u_n$  podem ser organizadas como

$$y_{n+1/2} = \bar{C} x_n + (\bar{D} + \bar{E}) u_n \quad (39)$$

$$u_{n+1} = u_n - \bar{W} (\bar{W}^T V \bar{E} \bar{W})^{-1} \bar{W}^T V y_{n+1/2} \quad (40)$$

onde  $y_{n+1/2}$  é calculado de forma aproximada somente com a finalidade de um estágio intermediário.

## 4.8 ALGORITMO ITERATIVO

Em cada passo de tempo, para a atualização do vetor  $u_n$  em (40) é necessária à solução de um sistema de equações lineares amplo e esparso para o qual métodos de solução direta apresentam um custo computacional elevado e métodos de fatoração apresentam ineficiência em relação ao uso de memória. Entre métodos iterativos, o método do gradiente descendente tem provado ser adequado quando a matriz a ser invertida em (40) é escalonada diagonalmente. Pode ser demonstrado que o método converge se a constante  $\alpha$  é definida de acordo com o raio espectral da matriz escalonada. A rotina resultante é resumida no pseudocódigo apresentado na Figura 4.5 onde  $\text{diag}(\cdot)$  e  $\rho(\cdot)$  são funções que anulam os elementos fora da diagonal principal e estimam o maior autovalor (raio espectral), respectivamente.

Calcular:  $\bar{A}, \dots, \bar{E}, V, \bar{W}$   
 $\bar{D} \leftarrow \bar{D} + \bar{E}$   
 $\bar{W} \leftarrow \bar{W} \text{diag}(\bar{W}^T V \bar{E} \bar{W})^{-1/2}$   
 $\alpha \leftarrow 2/\rho(\bar{W}^T V \bar{E} \bar{W})$   
 Para cada passo de tempo faça:

Atualizar:  $x^{in}$  (fonte de tensão de entrada)  
 $x \leftarrow \bar{A} x + \bar{B} u$   
 $y \leftarrow \bar{C} x + \bar{D} u$

Para cada passo de iteração faça:

$r \leftarrow \alpha \bar{W} \bar{W}^T V y$   
 $u \leftarrow u - r$   
 $y \leftarrow y - \bar{E} r$

Finaliza passo de iteração.

$x \leftarrow x + \bar{B} u$   
 Armazenar:  $v^{out}$  (Tensão de saída na carga)

Finaliza passo de tempo.

Figura 4.5 - Método do gradiente descendente.

Algumas modificações podem ser implementadas na rotina para melhorar o uso da memória. Por exemplo, as matrizes  $V$  e  $\bar{E}$  podem ser fatoradas e incorporadas dentro de outras matrizes sem aumento do número de elementos não nulos e, após um rearranjo adequado dos vetores  $u$ ,  $x$  e  $y$ , somente um conjunto de

matrizes pode ser aplicado simultaneamente a todos os elementos que possuem o mesmo comportamento dinâmico. Além disso, não existe a necessidade de obter a matriz  $\bar{W}^T V \bar{E} \bar{W}$  explicitamente, fato que favorece a implementação do algoritmo em plataformas de processamento paralelo.

O número de iterações a serem executadas depende essencialmente do valor do passo de tempo. Experimentos numéricos revelam que este algoritmo fornece uma convergência adequada dentro de oito iterações quando o passo de tempo é escolhido como

$$\Delta = \delta_{min} \sqrt{\mu_o \varepsilon_o} \quad (41)$$

sendo  $\delta_{min}$  o comprimento da menor aresta da malha.

## 5 RESULTADOS

### 5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Utilizando o *setup* de ensaio apresentado na Figura 2.10, foram realizadas medições do módulo do coeficiente de reflexão para a faixa de frequências de 2400 MHz até 2500 MHz, com seis condições resultantes da combinação de objetos inseridos no interior da cavidade do forno. O forno de micro-ondas empregado para a análise experimental é o mesmo utilizado para a obtenção das características inseridas nos modelos de simulação. A Tabela 5.1 resume os casos investigados em relação à presença ou não de objetos no interior da cavidade, ou seja, presença ou não do prato giratório e do material dielétrico com perdas, o último sendo definido como um recipiente de vidro com água.

Tabela 5.1 - Casos avaliados.

CASO	PRATO GIRATÓRIO	MATERIAL (ÁGUA)
I	Não	Não
II	Sim	Não
III	Sim	Sim – 1000 ml
IV	Sim	Sim – 500 ml
V	Sim	Sim – 200 ml
VI	Não	Sim – 200 ml

Para os casos I e II a diferença consiste na presença ou não do prato giratório. Nos casos III, IV e V a diferença é a quantidade de água e a geometria dos recipientes. Como é possível observar na Tabela 5.1 o material dielétrico para as medições dos casos III, IV e V é definido como sendo água com temperatura constante de 20 °C nas quantidades de 1000, 500 e 200 ml. No caso VI é utilizado a mesma quantidade de água do caso V, entretanto o prato giratório não é empregado. Para a situação com 1000 ml de água utilizou-se um recipiente de ensaio similar ao recipiente de vidro borossilicato recomendado para ensaio de eficiência energética segundo na norma internacional IEC60705:2010 [34], com altura de 90 mm e diâmetro de 190 mm. Para os ensaios com as quantidades de 500 e 200 ml foi usado um recipiente de vidro borossilicato com altura de 135 mm e diâmetro de 75 mm.

Para o caso I foram realizadas três medições do módulo do coeficiente de reflexão. Neste caso não há a presença de objetos no interior da cavidade, sendo os resultados da variação média, máxima e mínima das medições, apresentados na Figura 5.1. O resultado apresenta variações pouco significativas, devido a diferenças de temperatura ocasionadas pelo intervalo de tempo utilizado entre os ensaios.

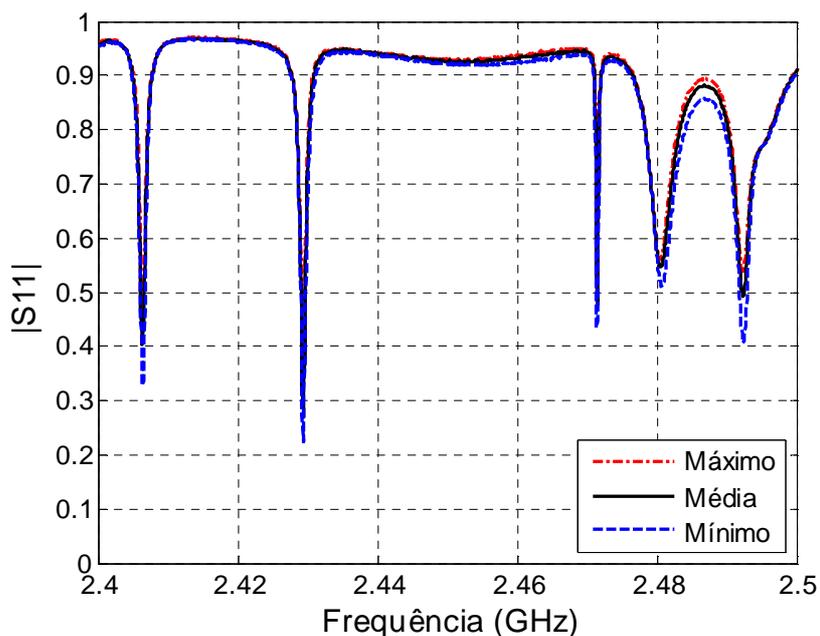


Figura 5.1 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão para o caso I.

Através da análise dos resultados das medições dos casos II, III, IV e V, foi possível constatar que mudanças do ângulo de orientação horizontal do prato giratório provocam alterações no coeficiente de reflexão na faixa de frequência de 2400 MHz até 2500 MHz. Estas alterações no coeficiente de reflexão estão relacionadas com a composição não homogênea do material do prato e com a posição geométrica do prato em relação à cavidade (excentricidade do prato devido ao acoplamento com o eixo do motor). A Figura 5.2 exemplifica as variações obtidas no módulo do coeficiente de reflexão para o caso II com prato giratório assumindo os ângulos  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  e  $270^\circ$ . A Figura 5.3 mostra as posições do prato utilizadas nas medições.

Condição semelhante, porém com variações menos significativas ocorrem nos casos III, IV e V com 1000, 500 e 200 ml de água e prato giratório no interior da cavidade.

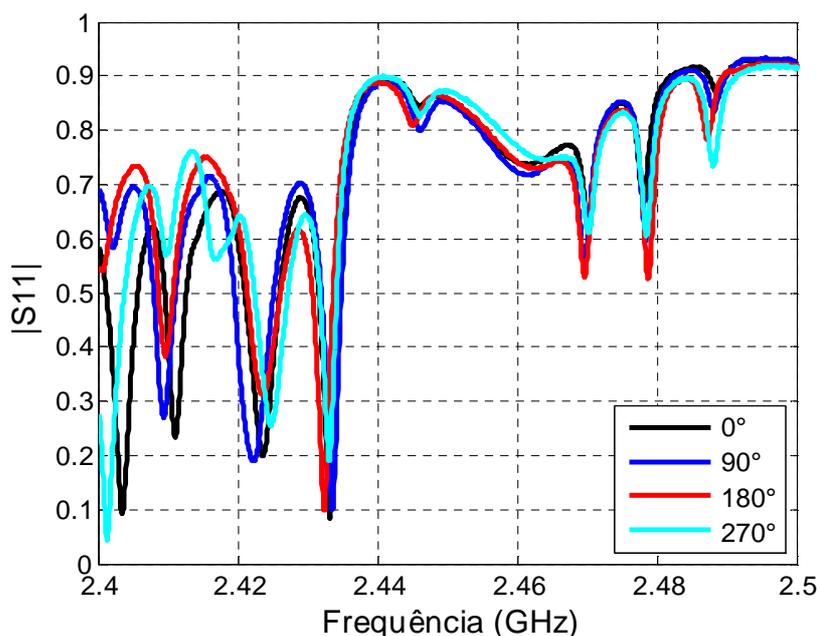


Figura 5.2 - Variação no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso II.

Para fins de comparação com resultados de simulação optou-se por realizar diversas medições em diferentes posições do prato calculando a média e os valores máximos e mínimos para cada valor de frequência mensurada pelo analisador vetorial de redes. As Figuras 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 apresentam os resultados do módulo do coeficiente de reflexão (média, máximo e mínimo) para os casos II, III, IV e V, respectivamente. Estes casos exibem alterações no módulo do coeficiente de reflexão com a presença do prato giratório e mudanças no ângulo de orientação. Para as medições consideraram-se variações em intervalos de 45° (Figura 5.3) no ângulo de orientação horizontal do prato.

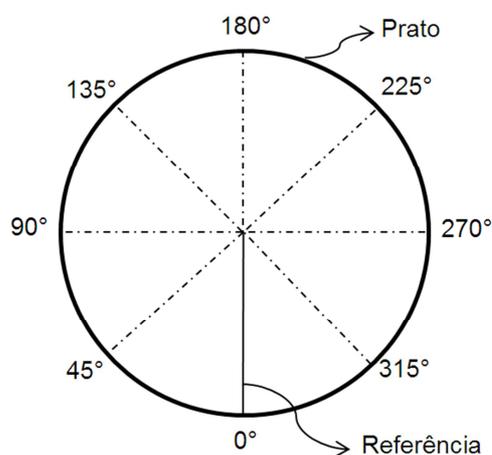


Figura 5.3 - Posições do prato giratório no interior da cavidade (vista de cima).

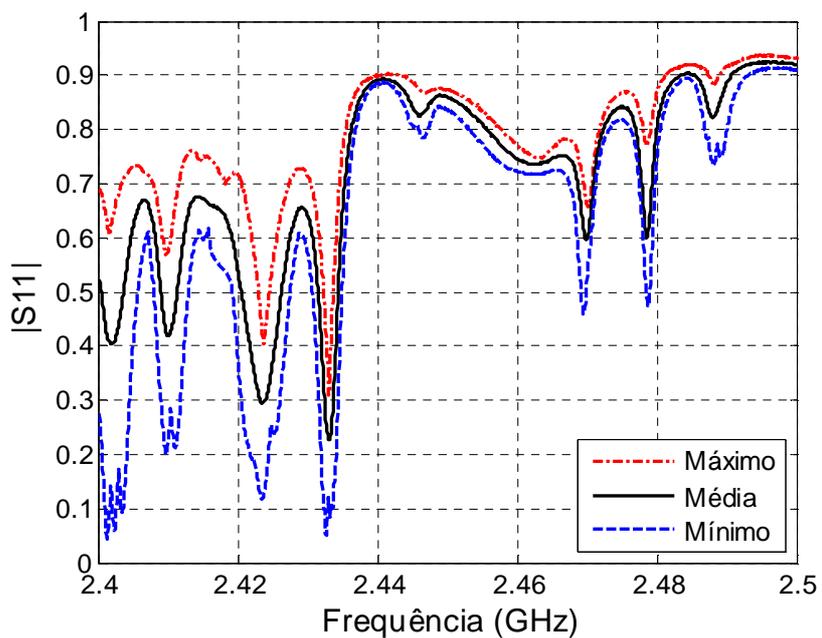


Figura 5.4 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso II.

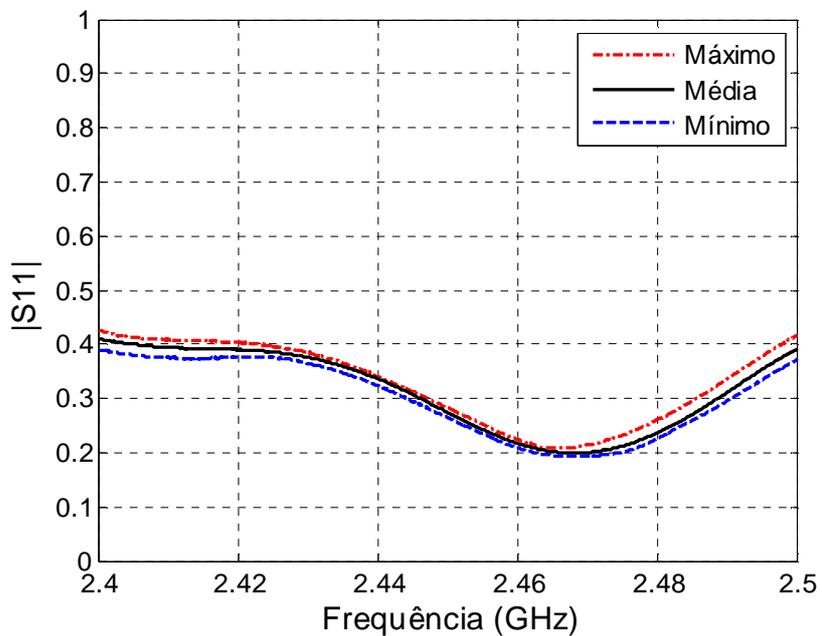


Figura 5.5 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso III.

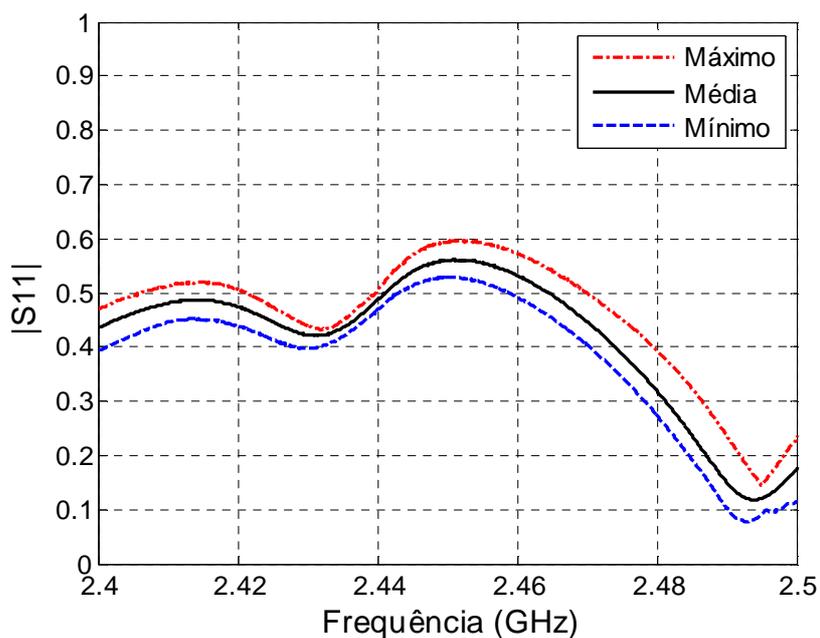


Figura 5.6 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso IV.

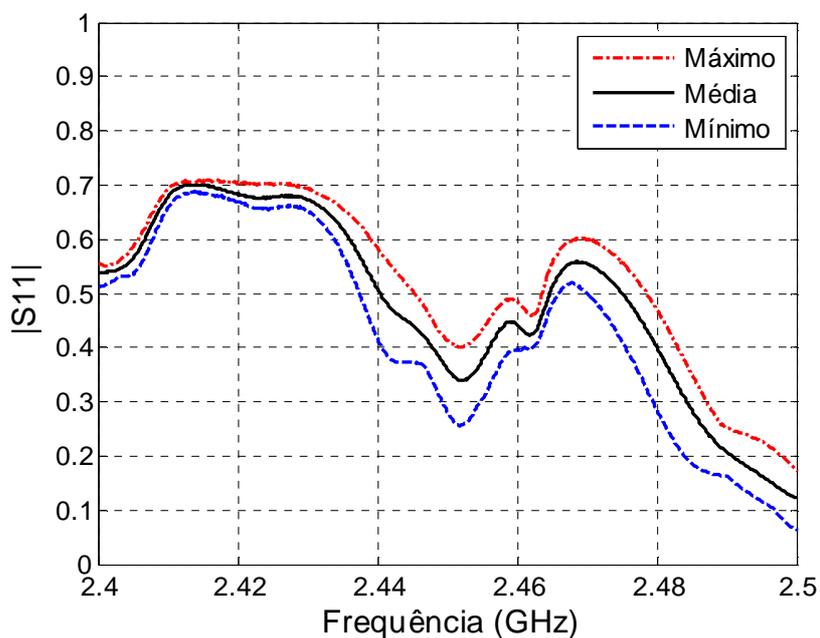


Figura 5.7 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão com a variação do ângulo do prato giratório para o caso V.

É possível constatar através da Figura 5.5 que para o caso com maior quantidade de água no interior da cavidade e maior absorção, as variações no ângulo do prato giratório acarretam em alterações menos significativas no módulo do coeficiente de reflexão. Portanto, é observado que quanto maior a absorção do material dielétrico no interior da cavidade menor é a influência da composição não

homogênea e posição do prato na obtenção do módulo do coeficiente de reflexão. Outro exemplo da composição não homogênea do prato é ilustrado na Figura 5.8, com o resultado do coeficiente de reflexão para três amostras do mesmo modelo do prato.

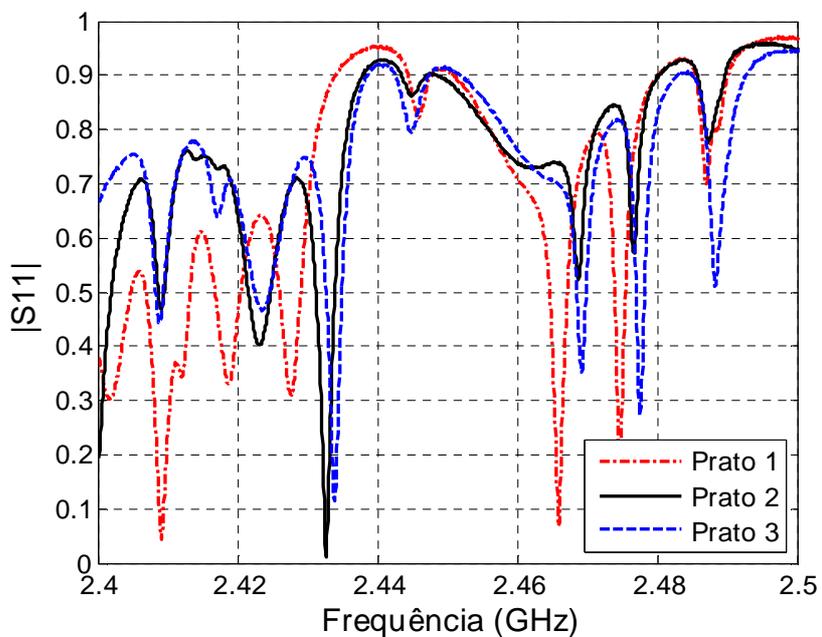


Figura 5.8 - Coeficiente de reflexão para pratos diferentes

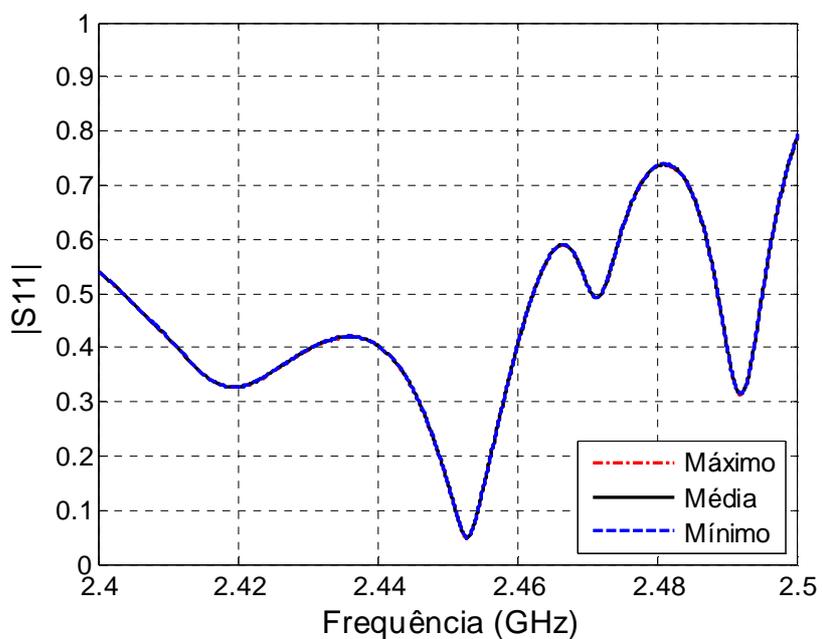


Figura 5.9 - Variação média, mínima e máxima no módulo do coeficiente de reflexão para o caso VI.

A medição do módulo do coeficiente de reflexão para o caso VI é apresentada na Figura 5.9. Para esta situação não há o prato giratório, somente o

recipiente com 200 ml de água. De forma semelhante ao caso I foram realizadas três medições. Como as medições foram obtidas de forma sequencial, em intervalos de tempos curtos, não há diferenças entre as variações máxima, mínima e média.

## 5.2 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO ADAPTADOR

Na Seção 3.2.3 foi realizada a análise do modelo de simulação do adaptador que deve ser incorporado ao modelo da fonte de excitação para que seja válida a realização da comparação entre os resultados experimentais apresentados na Seção 5.1 e os resultados que podem ser obtidos através de simulação computacional.

Como resultado desta avaliação, o modelo do circuito elétrico equivalente para o adaptador pode ser representado por um circuito contendo somente um resistor em série, caracterizando o caso denominado como *resistivo* (Figura 3.13), ou através de uma combinação de um indutor e um capacitor, denominado como *reativo* (Figura 3.15).

Os componentes do circuito equivalente do adaptador,  $R$  para o caso *resistivo*,  $L$  e  $C$  para o caso *reativo*, são desconhecidos e informações sobre estes parâmetros são de difícil acesso e mensuração. Contudo a estimativa desses parâmetros é de fundamental importância para a avaliação dos modelos de simulação equivalentes aos casos apresentados na Tabela 5.1.

A estratégia utilizada para a estimativa dos parâmetros é baseada no fato de que uma carga casada na extremidade do guia de ondas padrão deverá ocasionar, para a faixa de frequências considerada, a obtenção de um conjunto de pontos próximo ao centro do diagrama de Rieke, ou seja, pontos onde o módulo do coeficiente de reflexão é próximo de zero. É possível implementar o cenário da estratégia abordada acima através de simulação computacional utilizando-se de modelos numéricos equivalentes do guia de ondas padrão, carga (terminação) e fonte de excitação.

Um modelo de simulação simplificado do guia de ondas padrão é empregado para a definição dos componentes do circuito elétrico equivalente do adaptador.

A Figura 5.10 ilustra o modelo geométrico de simulação utilizado para o guia padrão. A diferença geométrica principal entre o modelo de simulação e o guia real

apresentado na Figura 2.6 é o comprimento total do guia. Para esta situação foi descartado do comprimento total do modelo geométrico o segmento após a seção principal do guia que possui o acoplamento com a antena. Para esta simplificação foi considerado que o segmento do guia desconsiderado está casado com o segmento principal sendo desnecessário o uso deste segmento no modelo de simulação.

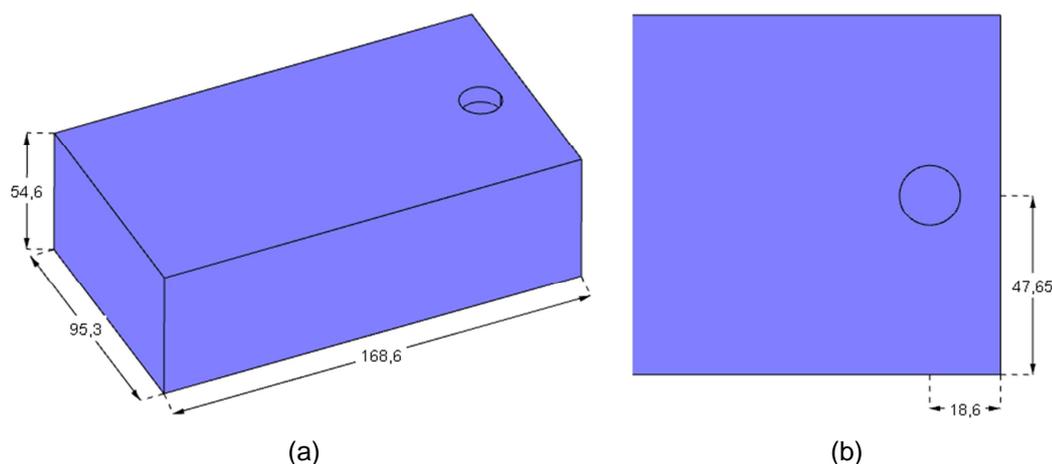


Figura 5.10 - Guia padrão. (a) Dimensões totais em mm e (b) Seção do guia com posicionamento da antena.

Na Figura 5.10a é apresentado as dimensões totais do modelo geométrico do guia padrão. A Figura 5.10b ilustra uma seção do comprimento do guia com destaque para o posicionamento da antena.

De forma semelhante ao caso do modelo do guia de ondas do forno, o material que preenche o espaço formado pelas paredes do guia e a antena no interior do guia de ondas padrão é o ar ( $\epsilon_r = 1$ ). Nesta situação o formato da antena e as condições de contorno para que a fonte de excitação seja estabelecida seguem as mesmas observações já realizadas na Seção 3.2.1. As conclusões obtidas nas Seções 3.2.2 sobre o tipo de excitação e 3.2.3 para os modelos de circuito equivalente do adaptador também são válidas para esta situação.

As superfícies que formam o guia são consideradas superfícies perfeitamente condutoras com condição de fronteira PEC com potencial de 0 V, exceto a superfície que compõe a terminação do guia (carga), conforme Figura 5.11.

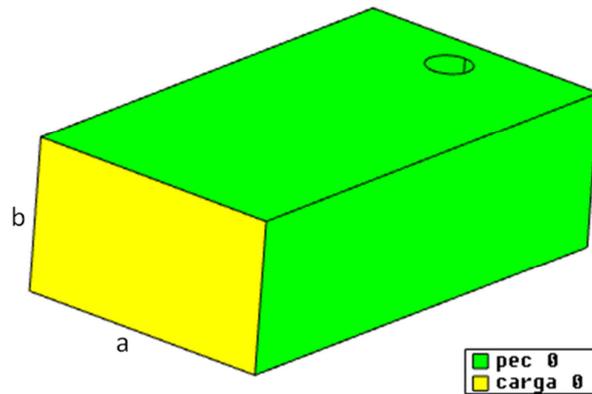


Figura 5.11 - Condições de contorno de superfície do guia padrão.

Na superfície da carga é atribuída uma condição de contorno de absorção com admitância igual à admitância de onda do guia de ondas padrão, operando no modo dominante  $TE_{10}$ .

A admitância do guia de ondas pode ser obtida através de

$$Y_{h,nm} = \frac{\beta_{nm}}{k_o Z_o} \quad (42)$$

onde  $\beta_{nm}$  é o fator de propagação,  $k_o$  o número de onda no espaço livre e  $Z_o$  é a impedância intrínseca de espaço livre. Os inteiros  $n$  e  $m$  representam as variações do campo segundo as coordenadas transversais do guia.

O fator de propagação é representado por,

$$\beta_{nm} = (k_o^2 - k_{c,nm}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (43)$$

onde

$$k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o} \quad (44)$$

e

$$k_{c,nm} = \frac{2\pi}{\lambda_{c,nm}} \quad (45)$$

sendo  $\lambda_o$  o comprimento de onda no espaço livre na frequência  $f$  e  $\lambda_{c,nm}$  o comprimento de onda de corte, dado por

$$\lambda_{c,nm} = \frac{2ab}{(n^2b^2 + m^2a^2)^{1/2}} \quad (46)$$

onde  $a$  e  $b$  são as dimensões da seção transversal do guia de ondas (Figura 5.11).

Portanto, a admitância imposta a superfície da carga no modelo de simulação é igual à admitância  $Y_{h,10}$  do guia de ondas para a frequência de 2450 MHz.

Para cada caso do circuito elétrico equivalente, com a utilização do modelo de simulação do guia de ondas padrão, os parâmetros que compõem o circuito foram submetidos a variações de seus valores com o objetivo de encontrar os parâmetros que ocasionam a obtenção de resultados próximos de zero para o módulo do coeficiente de reflexão dentro da faixa de frequências de 2400 a 2500 MHz.

Na Tabela 5.2 são apresentados os valores de  $R$ ,  $L$  e  $C$  que minimizam o módulo do coeficiente de reflexão.

Tabela 5.2 - Parâmetros de circuito elétrico equivalente do adaptador.

CASO	$R$	$L$	$C$
<i>Resistivo</i>	10 $\Omega$	-	-
<i>Reativo</i>	-	0,3 nH	0,8 pF

A Figura 5.12 mostra a comparação dos módulos dos coeficientes de reflexão entre os casos *resistivo* e *reativo* com os parâmetros apresentados na Tabela 5.2, na faixa de frequências de 2400 a 2500 MHz.

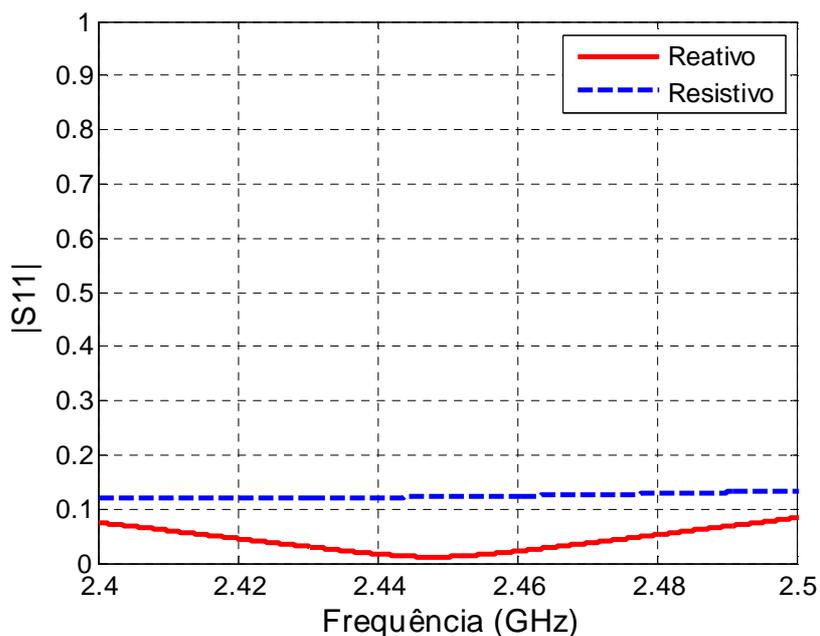


Figura 5.12 - Desempenho dos adaptadores *resistivo* e *reativo*.

Analisando graficamente o comportamento das curvas é possível constatar que o adaptador *reativo* possui um desempenho melhor do que o adaptador *resistivo* em toda a faixa de frequências observada. O desempenho neste caso é verificado pela maior proximidade da curva com o eixo referente ao valor igual à zero para o módulo do coeficiente de reflexão ( $|S_{11}| = 0$ ). De certa forma é até esperado que o adaptador *reativo* apresente o melhor desempenho, visto que possui um grau de liberdade a mais, e que no adaptador real não há componente resistiva no circuito equivalente.

Os parâmetros de simulação são os mesmos tanto para o caso *reativo* como para o *resistivo* e estão relacionados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Parâmetros de simulação

PARÂMETROS	REATIVO / RESISTIVO
Comprimento médio da aresta	12,0 mm
Duração da simulação	50,0 ns
Duração do pulso	30,0 ns
Frequência de modulação	2,45 GHz
Faixa de frequência de interesse	2,4 – 2,5 GHz
Admitância da terminação do guia de ondas padrão (carga) $Y_{h,10}$	2,04 mS
Tempo de processamento	102 s
Uso de memória	380 MB

A admitância imposta na terminação do guia de ondas padrão, mostrada na Tabela 5.3, é calculada através da equação (42) e com a frequência central da faixa de frequências de interesse (2450 MHz). Portanto, no modelo numérico que descreve o comportamento da estrutura é considerado constante o valor da admitância com a variação de frequência da faixa.

As características do ambiente de simulação utilizado são relacionadas na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 - Características do ambiente de simulação.

PARÂMETROS	CARACTERÍSTICAS
Processador	Intel Core i7 -2860QM
Frequência de clock	2.5 GHz
Memória	6 GB
Sistema operacional	Windows 7/ 64-bit
Matlab	Versão R2011b
GID	Versão 7.2

### 5.3 DESEMPENHO DOS MODELOS DE SIMULAÇÃO

Nos capítulos anteriores foram abordadas questões relacionadas a elaboração dos modelos de simulação das diversas estruturas como, características geométricas, atribuições e tipos de materiais e condições de contorno, simplificações, considerações sobre definições de dados gerais da simulação, que quando combinadas constituem o domínio computacional do problema para cada caso.

Outro aspecto de relevância na fase de preparação da simulação está relacionado com a discretização do domínio computacional ou a geração da malha de elementos tetraédricos necessária à fase de aplicação do método para resolução do problema. O módulo de geração de malhas do *software* GiD foi empregado nesta tarefa.

Para a correta avaliação dos efeitos da propagação da onda através de um material, a maior aresta atribuída aos elementos deve ser escolhida observando as dimensões geométricas e os parâmetros constitutivos do material. Nos materiais empregados nos modelos de simulação, a aresta máxima pode ser obtida por,

$$\delta_{max} \leq \frac{\lambda_{min}}{10} = \frac{v}{10f_{max}} \quad (47)$$

onde  $v = \sqrt{1/\mu\epsilon}$  é a velocidade de propagação no material e  $f_{max}$  é a maior frequência de estudo. A Tabela 5.5 apresenta os valores de aresta máxima considerando  $f_{max} = 2500$  MHz.

Tabela 5.5 - Aresta máxima.

MATERIAL	ARESTA MÁXIMA $\delta_{max}$
Ar	12 mm
Vidro	6 mm
Água	1,35 mm

Conforme a Tabela 5.5, a aplicação de (47) para o vidro resulta em uma aresta máxima maior que os detalhes geométricos da estrutura do prato giratório, portanto o valor médio da aresta neste caso deve ser reduzido para 5 mm que é a espessura do prato.

A Tabela 5.5 ainda apresenta o valor da aresta máxima para a água caso fosse utilizada a modelagem do interior do cilindro que representa a água. Com este valor de aresta, além do aumento expressivo do número de elementos da malha,

ainda ocorre à diminuição do passo de tempo de simulação devido ao critério definido em (41). Diante deste cenário, há um aumento considerável no custo computacional da simulação, inviabilizando a avaliação do problema no ambiente de simulação apresentado na Tabela 5.4. Este fato exemplifica a importância da utilização do modelo de superfície da água proposto em substituição a modelagem no interior do cilindro, tornando a avaliação do comportamento da água no interior da cavidade viável com os recursos computacionais disponíveis.

Com a definição dos parâmetros de entrada da simulação, a aplicação do método dos elementos finitos no domínio do tempo para resolução do problema, seguindo a formulação apresentada no Capítulo 4, é realizada com a utilização do *software* Matlab.

Após o processamento do problema, os dados de saída (amostras de tensões, correntes e do campo elétrico) são tratados seguindo as observações realizadas na Seção 3.3 de modo a possibilitar a avaliação do desempenho do modelo de simulação computacional proposto. O pós-processamento dos dados também é realizado com o *software* Matlab.

Com a definição dos parâmetros do circuito elétrico equivalente para cada tipo de adaptador realizada na Seção 5.2, é possível verificar o desempenho dos modelos de simulação computacional do forno de micro-ondas equivalentes às combinações de objetos e situações apresentadas nos casos da Tabela 5.1. Visto que cada estrutura que compõe o caso observado é caracterizada por um modelo numérico que descreve seu comportamento, agora o termo *desempenho* refere-se à capacidade do modelo de simulação proposto em reproduzir os resultados obtidos para o módulo do coeficiente de reflexão através da medição experimental. Para auxiliar na avaliação do desempenho dos modelos de simulação é utilizado, em conjunto com a análise gráfica, o critério da soma residual dos quadrados (*residual sum of squares* ou RSS) dado por,

$$\text{RSS} = \sum_{k=1}^N \{\hat{y}(k) - y(k)\}^2 \quad (48)$$

onde  $\hat{y}(k)$  é o valor simulado e  $y(k)$  o valor experimental para amostra  $k$ . O resultado do modelo de simulação que apresentar o menor valor de RSS (RSS>0) é considerado como o melhor.

O ambiente de simulação empregado é o mesmo apresentado na Tabela 5.4 para a obtenção dos dados do adaptador.

Para o caso I, o caso em que não há objetos no interior da cavidade, o desempenho dos modelos de simulação incorporando os adaptadores *resistivo* e *reativo* são apresentados na Figura 5.13 em conjunto com o resultado experimental para o módulo do coeficiente de reflexão (valores médios).

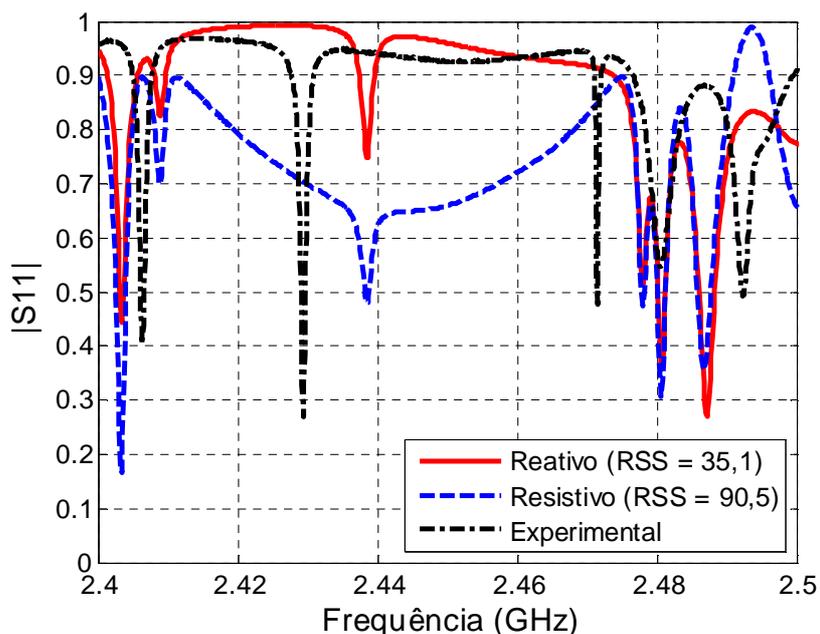


Figura 5.13 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso I.

Este caso é caracterizado por um número maior de reflexões no interior da cavidade apresentando um comportamento oscilatório mais evidente nas tensões e correntes o que demanda tempos totais de simulação significativamente maiores em relação aos casos com absorção expressiva (casos III, IV, V e VI). Nesta situação os recursos computacionais são insuficientes para obtenção de um tempo total de simulação que descreva de forma completa a evolução dos sinais de tensões e correntes no tempo e por isso é necessário o truncamento da simulação e a aplicação da janela exponencial de forma a minimizar o efeito do truncamento e possibilitar a avaliação coerente do coeficiente de reflexão. O tempo total de simulação neste caso é escolhido de forma a ser compatível com o desempenho computacional do ambiente de simulação sendo definido como 1000 ns para ambos os tipos de adaptadores. Detalhes sobre os parâmetros gerais da simulação são mostrados no final desta seção na Tabela 5.8.

O instante de aplicação da janela também é variável com a resposta obtida para cada tipo de adaptador. A Tabela 5.6 ilustra o instante de aplicação da janela exponencial para os casos *resistivo* e *reativo*.

Tabela 5.6 - Aplicação da janela exponencial Caso I.

ADAPTADOR	INSTANTE DE APLICAÇÃO DA JANELA $n_t \Delta$
<i>Resistivo</i>	80 ns
<i>Reativo</i>	25 ns

Através do formato das curvas na Figura 5.13 e do resultado da aplicação do critério de desempenho RSS (ver legenda Figura 5.13), é possível concluir que o desempenho do modelo de simulação do forno de micro-ondas para o caso I com o adaptador *reativo* é superior em relação ao *resistivo* principalmente na faixa de 2410 a 2470 MHz onde o caso *resistivo* apresenta uma absorção mais acentuada. Esta condição de absorção proporcionada pelo adaptador *resistivo* nesta faixa é associada à dissipação de potência no próprio resistor  $R$  do circuito equivalente. Já com adaptador *reativo* não existe o resistor no circuito elétrico do adaptador e o comportamento do módulo do coeficiente de reflexão nesta região é similar ao resultado experimental.

Mesmo considerando o melhor resultado (*reativo*), ainda há diferenças na resposta entre o simulado e o experimental principalmente na localização das ressonâncias da cavidade. Contudo, a conclusão de que a resposta do modelo obtida com o adaptador *reativo* é aceitável, pode ser sustentada diante das simplificações realizadas nos diversos componentes que formam o modelo completo de simulação do caso proposto e que podem afetar o formato da curva e os valores das frequências de ressonância.

No caso II a situação é semelhante ao caso I. A diferença é a inclusão do modelo numérico do prato giratório. Para esta situação a comparação é apresentada na Figura 5.14 e as características gerais da simulação na Tabela 5.8.

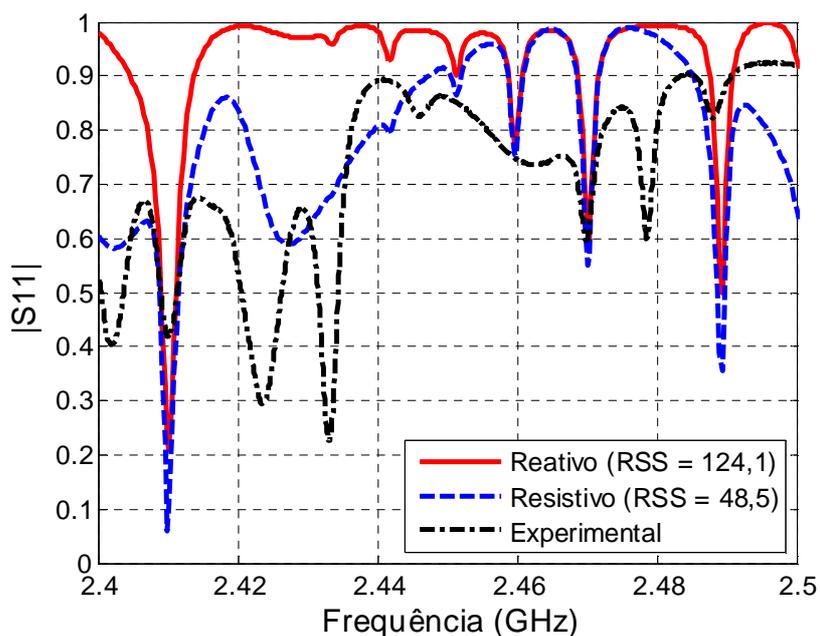


Figura 5.14 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso II.

Como no caso I, o tempo total de simulação é definido como 1000 ns, sendo ainda necessária a aplicação da janela exponencial. Os instantes de aplicação da janela são relacionados na Tabela 5.7.

Tabela 5.7 - Aplicação da janela exponencial Caso II.

ADAPTADOR	INSTANTE DE APLICAÇÃO DA JANELA $n_i \Delta$
<i>Resistivo</i>	30 ns
<i>Reativo</i>	60 ns

Observa-se em relação ao resultado experimental que ambos os casos simulados possuem diferenças significativas principalmente nos valores das frequências de ressonância e também no formato das curvas obtidas. As considerações realizadas para o caso I sobre as diferenças também podem ser estendidas para o caso II.

Nesta situação ainda é possível observar as diferenças ocasionadas pela absorção de potência pelo adaptador *resistivo* principalmente na faixa de 2410 a 2460 MHz. Esta absorção, no caso *resistivo*, resulta em um formato da curva de resposta para o módulo do coeficiente de reflexão mais próximo a curva experimental, o que acarreta em um valor menor para o critério RSS.

Na Seção 5.1 foi demonstrado, através das Figuras 5.2 e 5.8, a influência da não homogeneidade e posição do prato no valor das frequências de ressonâncias e no formato das curvas experimentais. No modelo numérico do prato este comportamento é desconsiderado juntamente com as características dissipativas do material (vidro).

Nos casos III, IV e V a diferença principal para o caso II é a inclusão de um material dielétrico no interior da cavidade com características de absorção (água). A distinção entre os casos III, IV e V é realizada pela quantidade e formato do material dielétrico, conforme Tabela 5.1.

Como há o material com perdas no interior da cavidade e conseqüentemente um número menor de reflexões, é possível definir um tempo total de simulação suficiente para caracterizar a evolução das tensões e correntes em concordância com os recursos do ambiente computacional disponível (decaimento de 1%). Esta mesma situação é aplicável ao caso VI (somente material). Na Tabela 5.8, ao final desta seção, são apresentados os tempos totais de simulação e as características gerais das simulações para cada caso.

Na Figura 5.15 é mostrado o desempenho dos adaptadores em relação ao resultado experimental para a situação com 1000 ml de água (caso III). É possível verificar que o adaptador *reativo* apresenta o melhor desempenho.

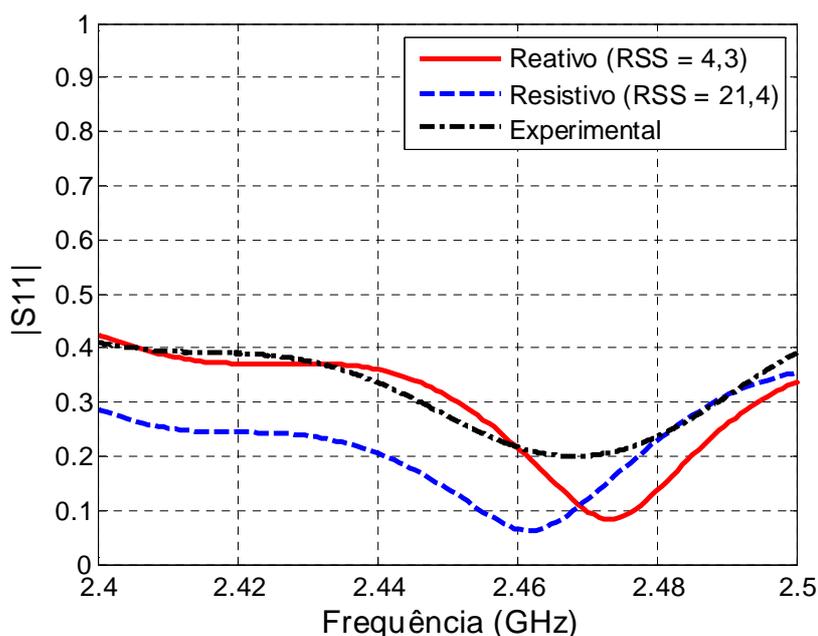


Figura 5.15 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso III (1000 ml).

Nas Figuras 5.16 e 5.17 são mostrados, respectivamente, os resultados referentes aos casos IV (500 ml) e V (200 ml). Nos dois casos o desempenho do adaptador *reativo* é superior ao *resistivo*.

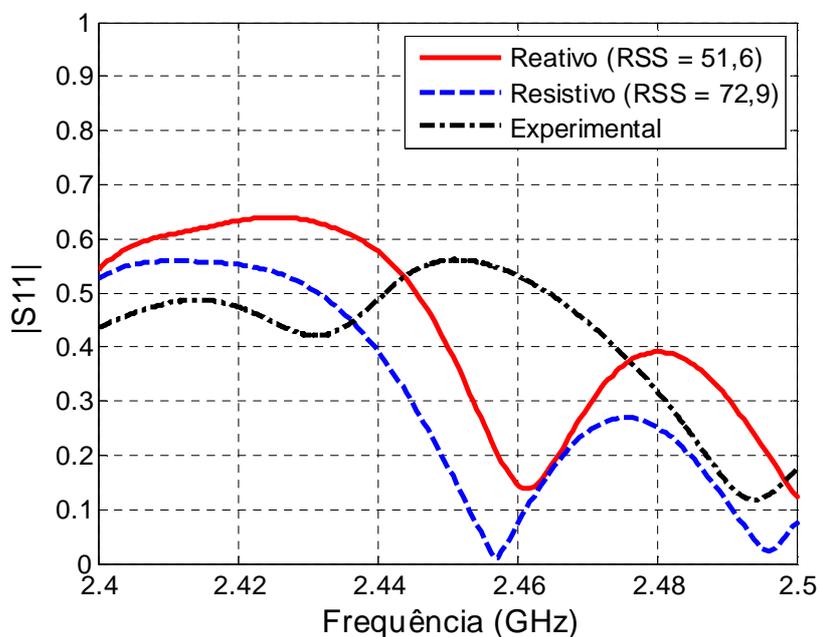


Figura 5.16 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso IV (500 ml).

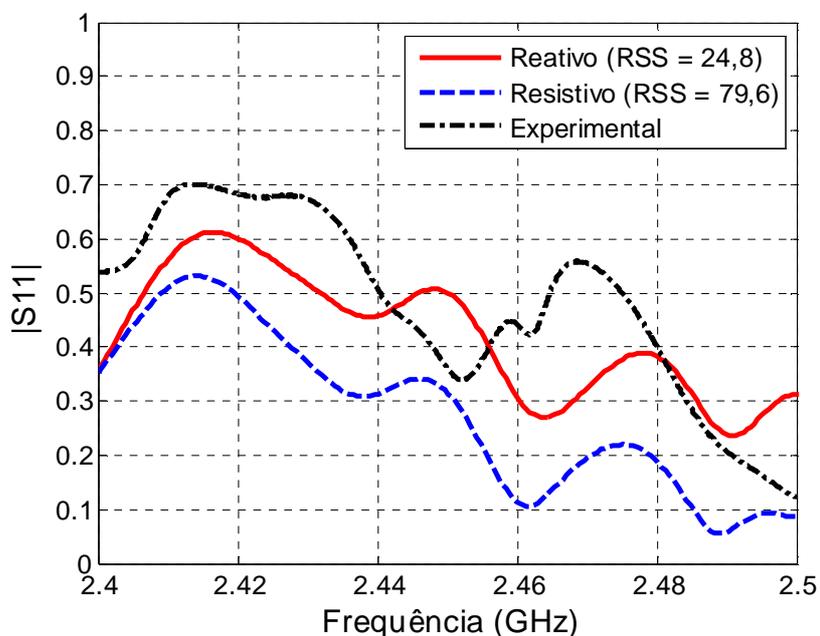


Figura 5.17 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso V (200 ml).

O Caso VI é apresentado na Figura 5.18. É possível constatar que o adaptador *reativo* apresenta melhor desempenho no intervalo de 2400 a 2450 MHz e desempenho similar ao *resistivo* no restante da faixa.

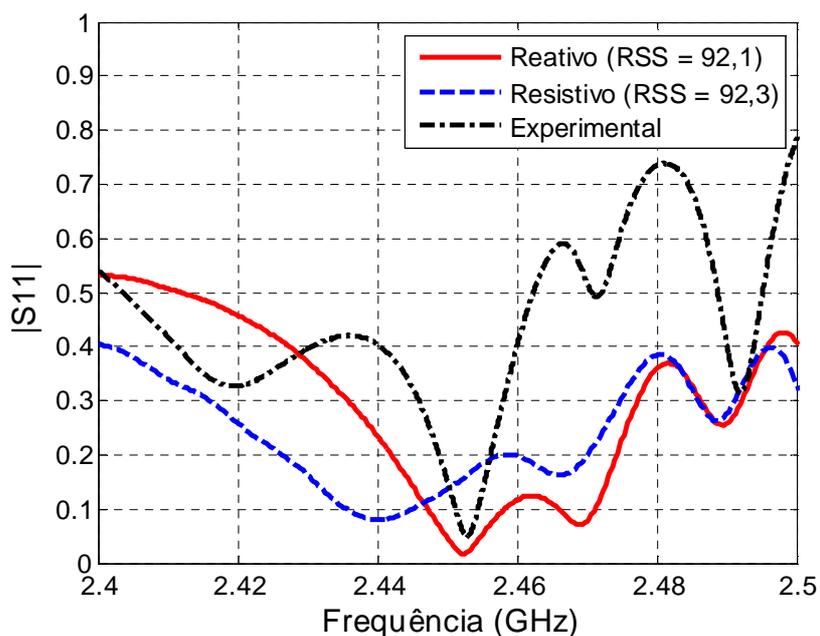


Figura 5.18 - Módulos dos coeficientes de reflexão em função da frequência para o caso VI (200 ml).

Nos casos com material dielétrico e principalmente no caso III, observa-se que as ações realizadas para a formulação do modelo de simulação numérica simplificado da água são coerentes, e que a estratégia de substituir a modelagem do volume por um modelo de superfície pode ser utilizada como uma alternativa aceitável, tornando a avaliação do problema realizável do ponto de vista dos recursos disponibilizados no ambiente de simulação.

As considerações realizadas sobre os fatores que podem causar diferenças na resposta obtida através dos modelos de simulação para os casos I e II são aplicadas também aos casos III, IV, V e VI, exceto que nestas situações o truncamento da simulação não provoca efeitos indesejáveis no espectro dos sinais de tensão e corrente e por isso o janelamento é desnecessário. Outra questão que pode contribuir para as diferenças entre os resultados simulados e experimentais é o fato de que os recipientes de vidro utilizados para obtenção dos dados experimentais não foram modelados numericamente.

No entanto, uma análise detalhada dos melhores resultados alcançados com o uso do adaptador *reativo*, revela que não existe uma exata concordância entre os resultados experimentais e simulados. As diferenças tornam-se mais significativa a medida que a quantidade de água diminui (caso V e VI), ou seja, a medida em que as dimensões do cilindro se aproximam do valor da profundidade de penetração pelicular no material em situações que há menos absorção no interior da cavidade.

Nestes cenários é possível observar com maior clareza os efeitos ocasionados pelos modelos simplificados do prato giratório e do material dielétrico com perdas.

Tabela 5.8 - Parâmetros utilizados nas simulações.

PARÂMETROS	CASO I	CASO II	CASO III	CASO IV	CASO V	CASO VI
Comprimento médio da aresta Ar [mm]	12,0	12,0	12,0	12,0	12,0	12,0
Comprimento médio da aresta Vidro [mm]	-	5,0	5,0	5,0	5,0	-
Duração da simulação [ns]	1000,0	1000,0	40,0	60,0	80,0	130,0
Duração do pulso [ns]	30,0	30,0	30,0	30,0	30,0	30,0
Frequência de modulação [GHz]	2,45	2,45	2,45	2,45	2,45	2,45
Faixa de frequência de interesse [GHz]	2,4 – 2,5	2,4 – 2,5	2,4 – 2,5	2,4 – 2,5	2,4 – 2,5	2,4 – 2,5
Admitância da água $Y_s$ [mS]	-	-	23,53	23,53	23,53	23,53
Tempo de processamento [min / (h)]	747,8 / (12,5)	1624,5 / (27,1)	73,3 / (1,2)	129,7 / (2,2)	162,7 / (2,7)	135,0 / (2,3)
Uso de Memória [MB]	505	550	530	530	535	530

A admitância da água  $Y_s$  é obtida através da equação (8).

#### 5.4 UNIFORMIDADE DO CAMPO ELÉTRICO

A distribuição da densidade de potência do campo elétrico, nas superfícies do material dielétrico com perdas, é obtida através da utilização dos parâmetros do adaptador reativo para os casos III, IV, V e VI. Para o cálculo da densidade de potência do campo elétrico tangencial, o módulo do campo elétrico das amostras extraídas na frequência de 2450 MHz, é elevado ao quadrado e normalizado pelo valor máximo. A Figura 5.19 apresenta a avaliação da uniformidade do campo elétrico para caso III. Em cada vista é apresentada a distribuição da densidade de potência do campo elétrico no material e a correspondente posição do cilindro em relação à cavidade.

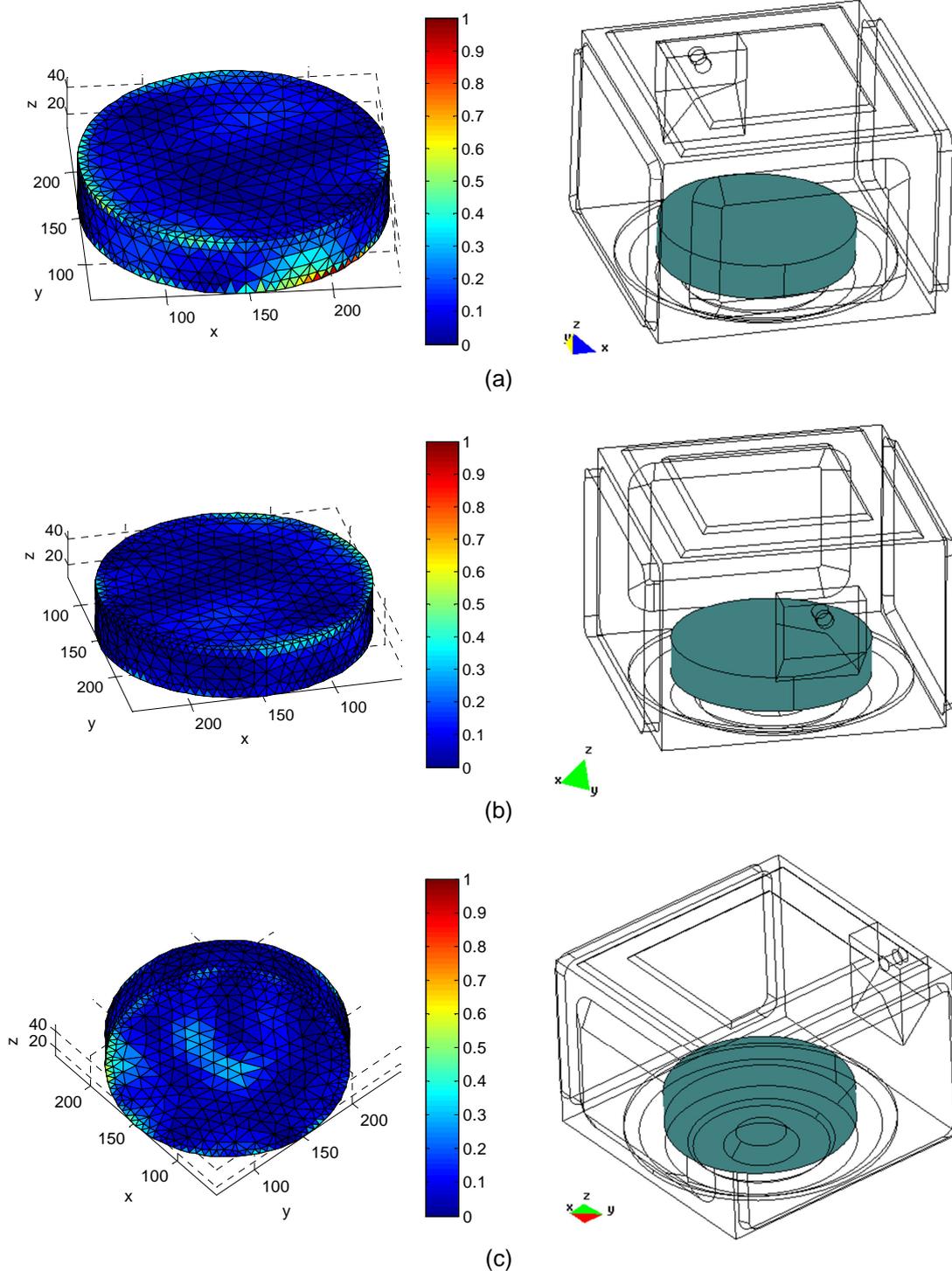


Figura 5.19 - Distribuição da densidade de potência do campo elétrico para o caso III. (a) Vista 1 superior; (b) Vista 2 superior e (c) Vista 3 inferior.

Nas Figuras 5.20, 5.21 e 5.22 são apresentados os resultados para o caso IV, V e VI, respectivamente.

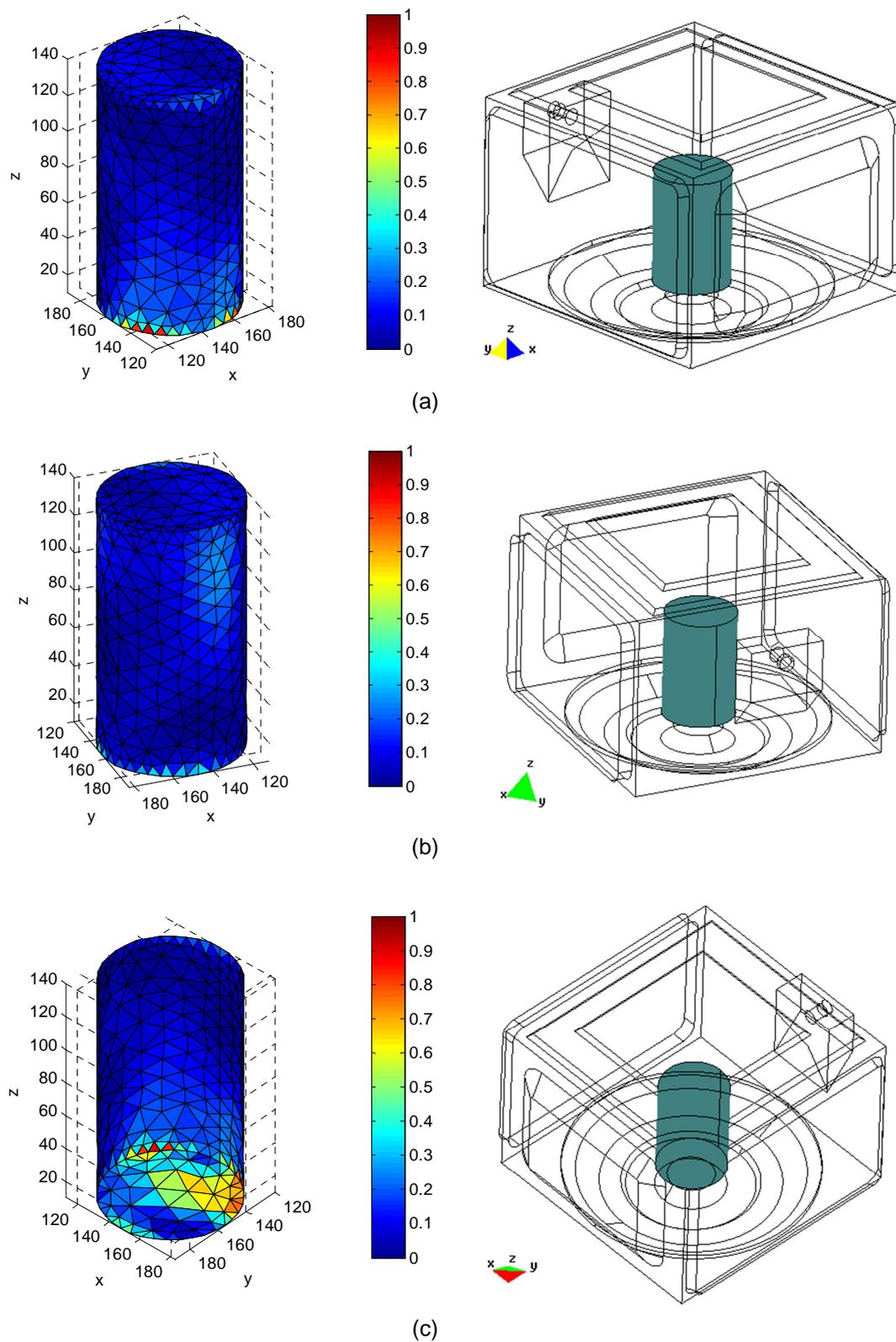


Figura 5.20 - Distribuição da densidade de potência do campo elétrico para o caso IV. (a) Vista 1 superior; (b) Vista 2 superior e (c) Vista 3 inferior.

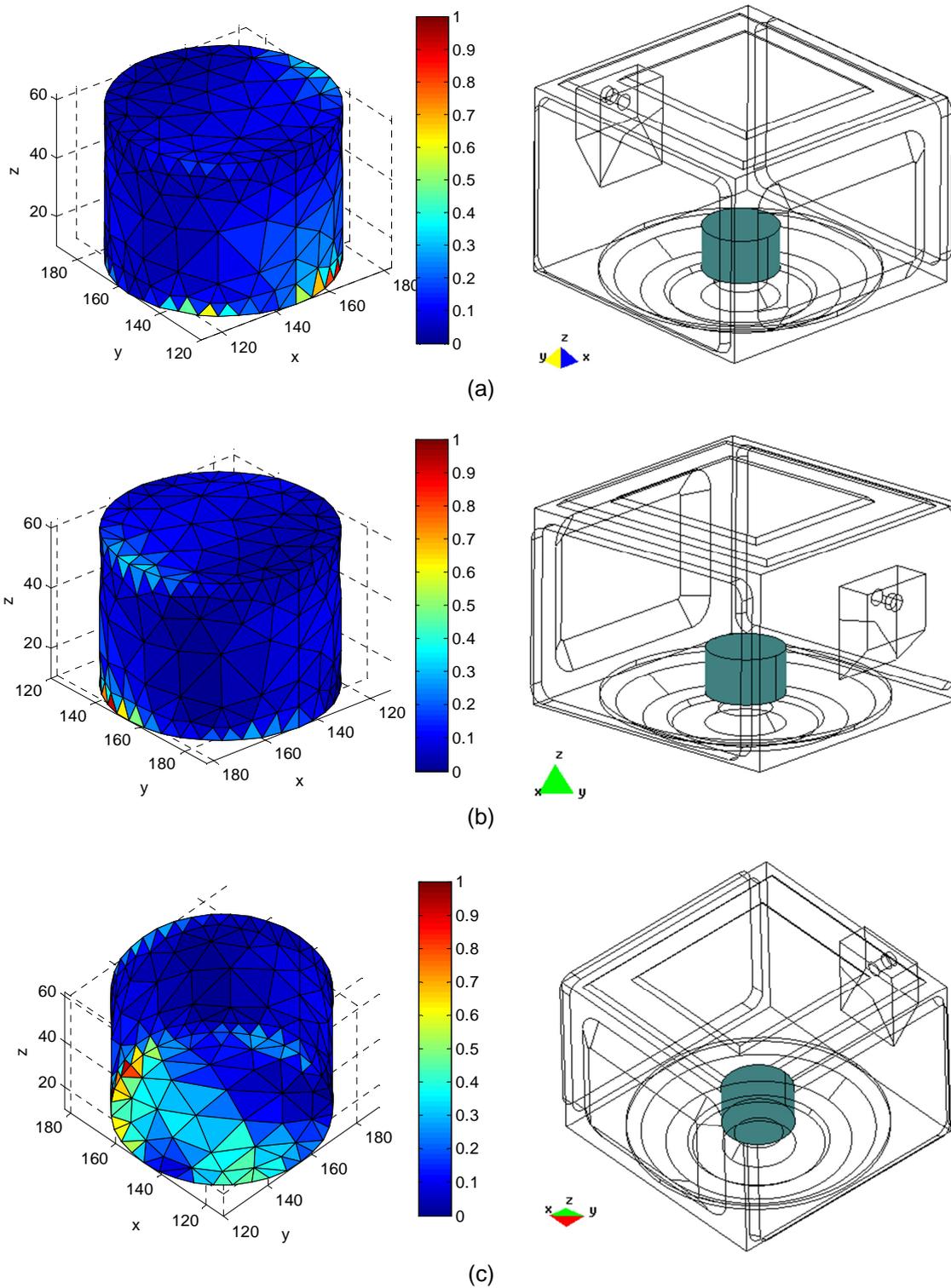


Figura 5.21 - Distribuição da densidade de potência do campo elétrico para o caso V. (a) Vista 1 superior; (b) Vista 2 superior e (c) Vista 3 inferior.

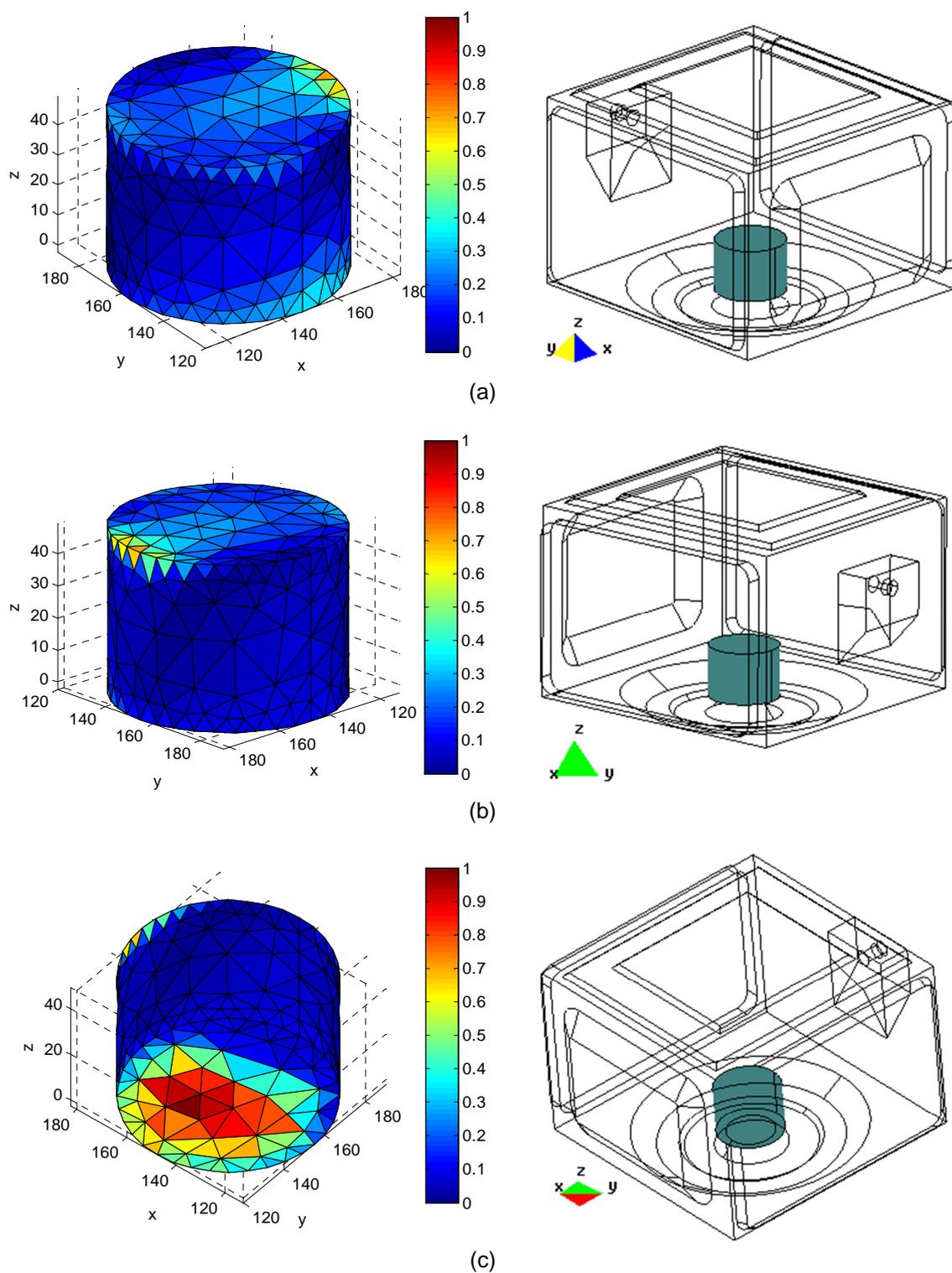


Figura 5.22 - Distribuição da densidade de potência do campo elétrico para o caso VI. (a) Vista 1 superior; (b) Vista 2 superior e (c) Vista 3 inferior.

Através da análise das figuras apresentadas, é possível constatar o aspecto não homogêneo da densidade de potência do campo elétrico nas superfícies dos cilindros que representam a água nos materiais. Um fato comum a todos os casos analisados é referente à concentração de valores elevados da densidade de potência do campo elétrico na parte inferior de cada cilindro. Esta situação é ocasionada pela presença do prato giratório em contato com a superfície do cilindro e pela proximidade desta superfície com a parte inferior da cavidade.

Os resultados indicam que para o aumento da uniformidade do campo sobre o material, é realmente necessária uma maneira de expor este material a diferentes distribuições de campo no interior da cavidade durante o período de funcionamento do forno. Para esta finalidade, pode ser empregado o uso de um prato giratório que através da mudança da posição do material dielétrico com perdas, proporciona padrões de distribuições de campo diferentes resultando em uma maior uniformidade do campo sobre todo o material.

## 6 CONCLUSÃO

Utilizando-se do método dos elementos finitos através de uma formulação no espaço de estados estendida a modelagem numérica de um forno de micro-ondas residencial foi realizada e os resultados das avaliações foram comparados com dados obtidos através da análise experimental do modelo real do forno de micro-ondas.

É possível destacar como principais contribuições do estudo realizado, as técnicas empregadas na modelagem numérica do dispositivo adaptador que possibilitou uma maneira coerente para a comparação entre resultados experimentais e resultados simulados, e a substituição do modelo de volume para a água pura por um modelo de superfície como uma alternativa admissível, apresentado resultados satisfatórios tanto na comparação com dados experimentais, como em relação à eficiência no uso de recursos computacionais.

Considera-se que os objetivos do trabalho foram atingidos. A modelagem numérica de um forno de micro-ondas sob o ponto de vista do problema eletromagnético foi realizada tendo um desempenho aceitável através da comparação com resultados experimentais, podendo tornar-se uma importante ferramenta de auxílio nas fases de desenvolvimento de fornos de micro-ondas.

A formulação estendida no espaço de estados mostrou-se adequada a modelagem dinâmica dos diversos componentes dos modelos propostos de simulação e também se revelou estável não apresentando instabilidade em nenhuma das simulações realizadas neste trabalho.

## PERSPECTIVAS PARA TRABALHOS FUTUROS

1. Utilização do conjunto das técnicas de modelagem apresentadas no presente trabalho, na consolidação de uma ferramenta de desenvolvimento que possibilite avaliar a otimização no casamento de impedâncias entre a fonte e carga e a distribuição do campo eletromagnético, através da influência da geometria da abertura de acoplamento e de alterações na geometria da cavidade e guia de ondas.
2. Realização de estudo sobre a possibilidade da reprodução de características não homogêneas e dissipativas ao modelo de permissividade elétrica do prato giratório.
3. Avaliação da possibilidade da atualização dos parâmetros constitutivos dos materiais com a inclusão do problema térmico acoplado ao eletromagnético em simulações para verificação de distribuição de temperatura em materiais dielétricos.

## REFERÊNCIAS

- [1] ARTUZI, W.A., Jr. **Improving the Newmark time integration scheme in finite element time domain methods**, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.15, no.12, pp. 898-900, December 2005.
- [2] Watanabe, S.; Karakawa, M.; Hashimoto, O. **Computer Simulation of Temperature Distribution of Frozen Material Heated in a Microwave Oven**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.58, no.5, pp.1196-1204, May 2010.
- [3] LIZHUANG, M. et al. **Experimental validation of a combined electromagnetic and thermal FDTD model of a microwave heating process**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.43, no.11, pp. 2565-2572, November 1995.
- [4] Iwabuchi, K.; Kubota, T.; Kashiwa, T. **Analysis of electromagnetic fields in a mass-produced microwave oven using the finite-difference time-domain method**, Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol.31, no.3, pp. 188-196, August 1996.
- [5] Jia, X.; Jolly, P. **Simulation of microwave field and power distribution in a cavity by a three-dimensional finite element method**, Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol.27, no.1, pp. 11-22, 1992.
- [6] Soltysiak, M.; Celuch, M.; Erle, U. **Measured and simulated frequency spectra of the household microwave oven**, 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), pp.1-4, June 2011.
- [7] Pegoraro, A. L. **Modelagem de superfícies metálicas perfuradas para simulação de compatibilidade eletromagnética**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2011.
- [8] Chow Ting Chan, T.V.; Reader, H.C. **Understanding microwave heating cavities**, Artech House, 2000.
- [9] Osepchuk, J.M. **A history of microwave heating applications**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.32, no.9, pp. 1200- 1224, Sep 1984.
- [10] Osepchuk, J.M. **The history of the microwave oven: A critical review**, Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International, pp.1397-1400, 7-12 June 2009.
- [11] Collin R. E. **Engenharia de microondas**, Editora Guanabara dois, 1979.
- [12] Ramo, S.; Whinnery, J. R.; Van Duzer, T. **Campos e ondas em eletrônica das comunicações**, Editora Guanabara dois, 1981.

- [13] Raytheon Manufacturing Company, William M. Hall. **Heating apparatus**, US2618735, 1952.
- [14] Hauck, Harold S. **Design considerations for microwave oven cavities**, IEEE Transactions on Industry and General Applications, vol.IGA-6, n.1, pp.74-80, January 1970.
- [15] Hickman, W.; Adikes, W. **A magnetron for the kitchen**, IEEE Transactions on Broadcast and Television Receivers, vol.11, no.1, pp.7-12, May 1965.
- [16] Boot, H.A.H.; Randall, J.T. **The cavity magnetron**, Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation, vol.93. no.5, pp.928-938, 1946.
- [17] Osepchuk, J.M. **The magnetron and the microwave oven: A unique and lasting relationship**, 2010 International Conference on the Origins and Evolution of the Cavity Magnetron (CAVMAG), pp.46-51, 19-20 April 2010.
- [18] Osepchuk, J.M.; Ruden, T.E. Magnetrons. In: CHANG, K. **Encyclopedia of RF and Microwave Engineering**, Wiley, pp. 2482-2514, 2005.
- [19] ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION OF JAPAN. **EIAJED-1501: Testing Methods for Continuous Wave Magnetron**, 1991.
- [20] Takahashi, H.; Namba, I.; Akiyama, K. **Magnetron rieke diagram plotting and application**, Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol.14, no.3, pp. 261-267, 1979.
- [21] LG Electronics Inc., Choi B.T. **Datasheet Magnetron 2M226**, 2005.
- [22] Gerling, J.E. **Microwave oven power: A technical review**, Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol.22, no.4, pp. 199-207, June 1987.
- [23] Sisson, Austin R. **Automatic Frequency Control of Magnetrons**, IRE Transactions on Military Electronics, vol.MIL-5, no.2, pp.45-50, April 1961.
- [24] Teixeira, F.L. **Time-Domain Finite-Difference and Finite-Element Methods for Maxwell Equations in Complex Media**, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.56, no.8, pp.2150-2166, August 2008.
- [25] Cole, K. S.; Cole, R. H. **Dispersion and absorption in dielectrics I. Alternating Current Characteristics**, Journal of Chemical Physics, vol.9, pp. 28-35, 1934.
- [26] Klein, L.; Swift, C. **An improved model for the dielectric constant of sea water at microwave frequencies**, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.25, no.1, pp. 104-111, January 1977.
- [27] Lathi, B. P. **Signal processing and linear systems**, Berkeley Cambridge Press, 1998.

- [28] Chang S.; Coccioli R.; Qian Y.; Itoh T. **A Global Finite Element Time Domain Analysis of Active Nonlinear Microwave Circuits**, IEEE Transactions Microwave Theory Tech., vol. 47, no. 12, pp.2410-2416, December 1999.
- [29] Antonini, G.; Orlandi, A. **Time Domain Modeling of Lossy and Dispersive Thin Layers**, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 9, p. 631-633, 2007.
- [30] Ogata, K. **Modern Control Engineering**, 5th ed., Prentice Hall, 2010.
- [31] Taflove, A. **Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method**, Artech House, Boston, 1995.
- [32] Bossavit, A. **Whitney Forms: A Class of Finite Elements for three Dimensional Computations in Electromagnetism**, IEEE Proceeding, vol. 135, pt. A, no. 8, pp. 493-500, November 1988.
- [33] Jin, J. M. **The Finite Element Method in Electromagnetics**, 2nd ed., Wiley, 2002.
- [34] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC60705**: Household microwave ovens – Methods for measuring performance. 4th. Ed. Geneva, Switzerland, 2010.